

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

André Luiz Fuerback

**REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS DE VAPOR
METÁLICO UTILIZANDO TÉCNICAS DE INTEGRAÇÃO
PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E
ELIMINAÇÃO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA**

Tese submetida ao Programa de
Pós Graduação em Engenharia
Elétrica da Universidade Federal
de Santa Catarina para a obtenção
do Grau de Doutor em Engenharia
Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Ing. Arnaldo
José Perin

Coorientador: Prof. Dr. Denizar
Cruz Martins

Florianópolis

2011

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária
da
Universidade Federal de Santa Catarina

F654r Fuerback, André Luiz

Reator eletrônico para lâmpadas de vapor metálico
utilizando técnicas de integração para a correção do fator de
potência e eliminação da ressonância acústica [tese] / André
Luiz Fuerback ; orientador, Arnaldo José Perin. -
Florianópolis, SC 2011.

287 p.: il., grafs., tabs.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina,
Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica.

Inclui referências

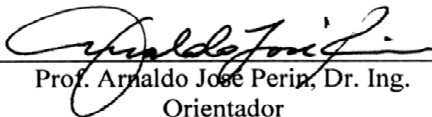
1. Engenharia elétrica. 2. Reatores eletrônicos. 3.
Fator de potência - Teses. 4. Lâmpadas de vapor de
sódio. I. Perin, Arnaldo Jose. II. Universidade Federal
de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. III. Título.

CDU 621.3


André Luiz Fuerback

**REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS DE VAPOR
METÁLICO UTILIZANDO TÉCNICAS DE INTEGRAÇÃO PARA
ACORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E ELIMINAÇÃO DA
RESSONÂNCIA ACÚSTICA**

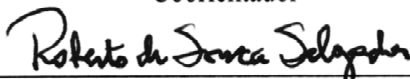
‘Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina,’



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador



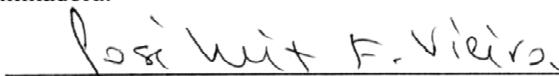
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Coorientador



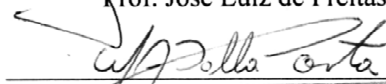
Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. José Luiz de Freitas Vieira, Dr.



Prof. Marco Antônio Dalla Costa, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

À minha família.

Alicerce sem o qual nenhuma
conquista tem sentido.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela saúde e paz de espírito e força a mim concedidos durante todos os momentos.

Aos meus pais, Mário e Vera, ao meu irmão e, a minha companheira de vida, Regina, pelo amor, apoio e dedicação incondicionais.

Ao professor Arnaldo José Perin pela orientação, amizade, profissionalismo e confiança depositados em mim durante todas as etapas deste trabalho. Bem como, ao professor Denizar Cruz Martins pela coorientação.

Aos demais professores do INEP, Ivo, Kassick, Fagundes, Hari, Marcelo e Samir, pelos ensinamentos indispensáveis para o aperfeiçoamento de minha formação acadêmica.

Aos membros das bancas examinadoras de qualificação e de tese, pelas sugestões e contribuições dadas para o aperfeiçoamento desse trabalho. Em especial, ao relator da tese, o Professor José Luiz de Freitas Vieira pelo tempo e dedicação dispensados.

A todos os membros do corpo técnico, Clarisse, Diogo, Pacheco, Coelho e demais integrantes pela competência e suporte dispensados ao longo destes anos de convivência.

Aos meus companheiros de sala e amigos, Alceu, Cícero, Hugo, Romero, Telles e Joabel o meu profundo agradecimento por todas as contribuições e os momentos de alegria que compartilhamos.

Aos demais colegas do INEP, que muito contribuíram para tornar este trabalho possível e o dia a dia mais agradável.

Ao povo brasileiro, que através da UFSC e do CNPq, propiciou o apoio financeiro para o desenvolvimento dessa tese.

“Um erro não chega a ser um erro,
até que você se recuse a corrigi-lo.”

John F. Kennedy

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

**REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS DE VAPOR
METÁLICO UTILIZANDO TÉCNICAS DE INTEGRAÇÃO
PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E
ELIMINAÇÃO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA**

André Luiz Fuerback

Maio de 2011.

Orientador: Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras chave: Reator Eletrônico, Correção do Fator de Potência, Corrente Quadrada, Lâmpadas de Descarga.

Número de páginas: 287

RESUMO: Neste trabalho descrevem-se conversores eletrônicos operando em alta frequência, para lâmpadas de alta intensidade de descarga de vapores metálicos ou de haletos metálicos. Utilizam-se técnicas de integração para a obtenção de elevado fator de potência e de alimentação para redução da oscilação na potência de saída com o objetivo de eliminar o fenômeno da ressonância acústica. Utiliza-se uma estrutura com dois interruptores controlados que, em operação, integram a função de inversor de tensão em meia ponte para a alimentação da lâmpada e de correção do fator de potência. A integração de funções é obtida com o auxílio de duas estruturas de filtragem, que empregam elementos passivos (indutores e capacitores). Os elementos de saída são responsáveis por limitar a corrente de alimentação da lâmpada bem como seu conteúdo espectral. Os elementos de entrada são responsáveis por possibilitar que a corrente da fonte de alimentação seja senoidal em fase com a tensão e tenha um baixo conteúdo espectral (harmônicos) para a carga dos capacitores de barramento. Além disto, se projetados adequadamente, os capacitores utilizados no filtro de entrada, em conjunto com a impedância de linha, operam como um filtro para reduzir ainda mais o conteúdo espectral da corrente de entrada do reator.

Abstract of the thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

**ELECTRONIC BALLAST TO DRIVE METAL HALIDE LAMPS
USING INTEGRATION TECHNIQUES TO CORRECT DE
POWER FACTOR AND TO AVOID THE ACOUSTIC
RESONANCE**

André Luiz Fuerback

May 2011.

Advisor: Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Concentration Area: Power Electronics and Electrical Drives.

Palavras chave: Electronic Ballast, Power Factor Correction, Square Wave Current, Discharge Lamps.

Number of pages: 287

ABSTRACT: This work describes high frequency electronic converters used with high intensity discharge metal vapor or metal halide lamps. Integration techniques are used to obtain a high power factor and to reduce the output power oscillation in order to eliminate the acoustic resonance phenomenon. Two controlled switches are used, which integrate the half-bridge voltage-source inverter function to supply the lamp and the power factor correction function. The integration of these functions is obtained by using two passive filtering structures (using inductors and capacitors). The output filtering elements are responsible for limiting the current supplied to the lamp and its harmonic content. The input filtering elements make it possible to achieve an input current with low harmonic content when charging the dc-link capacitors. Furthermore, if designed properly, the input filter capacitors in conjunction with the line impedance operate as a filter to reduce the harmonic current of the ballast's input current even further.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Evolução histórica da eficiência luminosa[4].	32
Figura 1.2 – Curva de radiação do Corpo Negro a 2800K [8].	33
Figura 1.3 – Percepção relativa de cor.	35
Figura 1.4 – Conteúdo espectral de algumas lâmpadas de AID [11].	36
Figura 1.5 – Comportamento da resistência incremental [6].	37
Figura 1.6 – Tensão e corrente na lâmpada durante a partida [12].	38
Figura 1.7 – Comportamento do arco em função da frequência de excitação.	39
Figura 1.8 – Associação de elementos reativos para limitação da corrente na lâmpada e ignição.	41
Figura 1.9 – Paralelogramo de potência.	43
Figura 1.10 – Diagrama básico de um reator eletrônico.	43
Figura 1.11 – Exemplos de estruturas passivas de filtragem [24].	45
Figura 1.12 – Técnicas para a redução na ondulação de $V_B(t)$.	46
Figura 2.1 – Reator eletrônico de 1,29 MHz [42].	53
Figura 2.2 – Injeção de ruído branco [39];	54
Figura 2.3 – Efeito da derivada de corrente na operação com correntes quadradas:	55
Figura 2.4 – Diagrama de blocos de reatores I-LFSQW com saída em corrente.	56
Figura 2.5 – Estrutura de um reator I-LFSQWi de três estágios[54].	57
Figura 2.6 – Estrutura de um reator I-LFSQWi de dois estágios [50].	58
Figura 2.7 – Diagrama de blocos de reatores I-LFSQW com saída em tensão.	58
Figura 2.8 – Estrutura de um reator I-LFSQWv de dois estágios [48].	59
Figura 2.9 – Integração dos estágios CFP e inversor de alta frequência [56].	60
Figura 2.10 – Estrutura monofásica com estágio de CPF [57].	62
Figura 2.11 – Reatores com ligação direta [35].	63
Figura 2.12 – Estrutura proposta para o reator I-LFSQWv e dois estágios.	64
Figura 2.13 – Estrutura proposta para o reator I-LFSQWv de estágio.	65
Figura 2.14 – Estratégia de modulação dos conversores I-LFSQWv de um e dois estágios.	66
Figura 2.15 – Comando dos interruptores do conversor I-LFSQWv de dois estágios.	66
Figura 2.16 – Comando dos interruptores do conversor I-LFSQWv de estágio único.	67
Figura 2.17 – Distorção aproximada na potência de saída.	68

Figura 2.18 – Amplitude normalizada das componentes espectrais de $P_{La}(t)$	69
Figura 3.1 – Distribuição das dissipações de potência em lâmpadas de AID [31].	72
Figura 3.2 – Geometria de tubo de descarga [68-69].	76
Figura 3.3 – Sistema Lâmpada e Reator simplificado [70].	77
Figura 3.4 – Tensão e corrente na lâmpada AID-VM 400 W[70].	78
Figura 3.5 – Circuito para a análise do comportamento da lâmpada. ...	79
Figura 3.6 – Resultados experimentais e teóricos [71]: (a) corrente; (b) tensão; (c) corrente; (d) tensão.	80
Figura 3.7 – Queda de tensão nos eletrodos [71].	80
Figura 3.8 – Circuitos elétricos equivalentes para lâmpadas fluorescentes.	82
Figura 3.9 – Regiões de instabilidade da lâmpada [28].	82
Figura 3.10 – Exemplos de dispersão da RA em função da frequência de alimentação.	83
Figura 3.11 – Análise do modelo recursivo (60Hz).	85
Figura 3.12 – Análise do modelo recursivo (40 kHz).	85
Figura 3.13 – Resultados numérico e experimental AID-VM 70 W.	86
Figura 3.14 – Circuito e parâmetros para obtenção do modelo linear da descarga.	88
Figura 3.15 – Comparação entre os resultados teóricos.	91
Figura 4.1 – Circuito simplificado para análise do estágio de entrada.	97
Figura 4.2 – Topologia Simplificada: 1ª Etapa de Operação.	97
Figura 4.3 – Circuito elétrico equivalente: 1ª Etapa de Operação.	98
Figura 4.4 – Topologia Simplificada: 2ª Etapa de Operação.	103
Figura 4.5 – Circuito elétrico equivalente: 2ª Etapa de Operação.	103
Figura 4.6 – Topologia Simplificada: 3ª Etapa de Operação.	106
Figura 4.7 – Circuito elétrico equivalente: 3ª Etapa de Operação.	106
Figura 4.8 – Topologia Simplificada: 4ª Etapa de Operação.	111
Figura 4.9 – Circuito elétrico equivalente: 4ª Etapa de Operação.	111
Figura 4.10 – Evolução das correntes nos indutores – Simplificada.	119
Figura 4.11 – Comportamento normalizado de $\Delta t_2(t)$	121
Figura 4.12 – Influência da variação da razão cíclica no período de condução normalizado.	123
Figura 4.13 – Período de condução normalizado — $\Delta t_1 \rightarrow D$	124
Figura 4.14 – Parcela das correntes $i_{Ln}(t)$ injetadas na estrutura.	125
Figura 4.15 – Corrente média de saída normalizada.	128
Figura 4.16 – Cálculo do valor médio instantâneo da corrente $i_{L1}(t)$	129

Figura 4.17 – Efeito da correção na equação do valor de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$	130
Figura 4.18 – Componente fundamental de $i_{in}(t)$	133
Figura 4.19 – Componentes harmônicas de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$	134
Figura 4.20 – Variação da indutância normalizada.....	135
Figura 4.21 – Determinação da ondulação máxima de $v_{C1}(t)$	136
Figura 4.22 – Ondulação teórica de tensão causada por $i_{C1p}(t)$ na tensão $v_{C1}(t)$	137
Figura 4.23 – Corrente idealizada no capacitor de barramento.....	138
Figura 4.24 – Evolução do valor médio instantâneo de $i_{CB}(\theta_r)$	140
Figura 4.25 – Tensão no barramento CC.....	147
Figura 4.26 – Corrente no capacitor C_B e suas componentes.....	148
Figura 4.27 – Tensões nos capacitores de filtragem.....	148
Figura 4.28 – Análise da ondulação de tensão nos capacitores de filtragem.....	149
Figura 4.29 – Correntes nos indutores de entrada.....	150
Figura 4.30 – Simplificação para a obtenção versão teórica de $i_{in}(t)$	151
Figura 4.31 – Análise do conteúdo harmônico de $i_{in}(t)$	151
Figura 4.32 – Sincronismo entre as correntes de entrada e de saída.....	152
Figura 4.33 – Análise da comutação dos interruptores S_1 e S_2	152
Figura 4.34 – Detalhe da comutação do interruptor S_1	153
Figura 4.35 – Avaliação numérica da distorção harmônica total.....	154
Figura 4.36 – Impacto do envelhecimento em V_B	155
Figura 4.37 – Diagrama simplificado do reator DDCM-FB.....	157
Figura 4.38 – Reator sem sincronização.....	157
Figura 4.39 – Reator sincronizado.....	158
Figura 4.40 – Análise harmônica de $i_{in}(t)$	158
Figura 5.1 – Circuito simplificado – Análise do estágio de entrada....	162
Figura 5.2 – Tensão $V_{ab}(t)$ nos reatores.....	163
Figura 5.3 – Topologia Simplificada: 1ª Etapa de Operação.....	164
Figura 5.4 – Circuito elétrico equivalente: 1ª Etapa de Operação.....	164
Figura 5.5 – Topologia Simplificada: 2ª Etapa de Operação.....	168
Figura 5.6 – Circuito elétrico equivalente: 2ª Etapa de Operação.....	169
Figura 5.7 – Topologia Simplificada: 3ª Etapa de Operação.....	171
Figura 5.8 – Circuito elétrico equivalente: 3ª Etapa de Operação.....	172
Figura 5.9 – Topologia Simplificada: 4ª Etapa de Operação.....	174
Figura 5.10 – Circuito elétrico equivalente: 4ª Etapa de Operação.....	175
Figura 5.11 – Valor médio normalizado da corrente de saída.....	181
Figura 5.12 – Amplitude normalizada de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$	183

Figura 5.13 – Componentes harmônicas contidas em $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$.	184
Figura 5.14 – Variação da indutância normalizada.	185
Figura 5.15 – Inversão dos ganhos de tensão.	186
Figura 5.16 – Corrente idealizada no capacitor de barramento.	187
Figura 5.17 – Tensões de barramento: Total e no ponto médio; Detalhe da ondulação.	194
Figura 5.18 – Correntes nos capacitores de barramento.	195
Figura 5.19 – Corrente no capacitor de barramento e suas componentes.	196
Figura 5.20 – Tensões nos capacitores de filtragem.	197
Figura 5.21 – Correntes nos indutores de entrada.	198
Figura 5.22 – Análise da simplificação para a obtenção de $i_{in}(t)$ teórica.	199
Figura 5.23 – Conteúdo harmônico de $i_{in}(t)$ – Baixa frequência.	199
Figura 5.24 – Sincronismo entre as correntes de entrada e saída.	200
Figura 5.25 – Diagrama simplificado do reator DDCM-HB.	202
Figura 5.26 – Sincronismo entre $i_{in}(t)$ e $i_{La}(t)$.	202
Figura 5.27 – Operação com potência nominal.	203
Figura 5.28 – Análise espectral da corrente de entrada.	203
Figura 6.1 – Reator HB-DBDCM Pseudo-Estágios.	206
Figura 6.2 – Acoplamento entre os pseudo-estágios.	207
Figura 6.3 – Correntes nos interruptores do estágio VSI equivalente.	208
Figura 6.4 – Interruptor PWM [86].	208
Figura 6.5 – Formas alternativas do interruptor PWM [87].	209
Figura 6.6 – Determinação do ganho estático.	210
Figura 6.7 – Circuito equivalente ideal do interruptor c-PWM para pequenas perturbações.	211
Figura 6.8 – Circuito equivalente.	212
Figura 6.9 – Circuito equivalente da impedância de carga.	213
Figura 6.10 – Influência dos parâmetros do filtro de saída no amortecimento de $i_{La}(t)$.	214
Figura 6.11 – Estágio PFC simplificado: introdução estágio VSI.	215
Figura 6.12 – Estágio PFC simplificado: determinação das portas dos interruptores PWM.	217
Figura 6.13 – Células de comutação dos interruptores PWM.	217
Figura 6.14 – Tensões e correntes no interruptor S_{PWM1} .	218
Figura 6.15 – Circuito elétrico equivalente para interruptor S_{PWM1} .	221
Figura 6.16 – Tensões e correntes no interruptor S_{PWM2} .	222
Figura 6.17 – Circuito elétrico equivalente para S_{PWM2} .	224
Figura 6.18 – Tensões e correntes em S_{PWM3} .	225

Figura 6.19 – Circuito elétrico equivalente para S_{PWM3}	226
Figura 6.20 – Circuito equivalente CC para o pseudo-estágio CFP.	227
Figura 6.21 – Influência da razão cíclica – Coeficientes de I_c	228
Figura 6.22 – Circuito equivalente CA do pseudo-estágio de CFP.	228
Figura 6.23 – Elementos básicos do circuito de comando, proteção e controle.	230
Figura 6.24 – Diagramas de blocos da estrutura de controle.....	231
Figura 6.25 – Diagrama assintótico de $G_{ILA}(\omega)$	232
Figura 6.26 – Ignição da lâmpada.	235
Figura 6.27 – Alimentação com fonte CA de baixa DHT.	235
Figura 6.28 – Análise harmônica da corrente de entrada “ideal”.....	236
Figura 6.29 – Formas de onda sob alimentação CA “real”.	237
Figura 6.30 – Análise harmônica da corrente de entrada “real”.....	237
Figura 6.31 – Detalhe das correntes nos indutores L_{F1} e L_{F2}	238
Figura 6.32 – Corrente e tensão no interruptor S_1	239
Figura 6.33 – Potência dissipada no interruptor S_2	239
Figura 6.34 – Sincronismo entre a corrente de entrada e saída.	240
Figura 6.35 – Corrente de saída durante a inversão de polaridade.	240
Figura 6.36 – Densidade espectral da potência na descarga.....	241
Figura 6.37 – Conteúdo harmônico em baixa frequência de $P_{La}(t)$	242
Figura A.8.1 – Formas de onda comutação $S_2 \rightarrow S_1$ ($I_L > 0$).....	261
Figura A.8.2 – Etapas de comutação $S_2 \rightarrow S_1$ ($i_{L2}(t) > I_L(t)$).....	262
Figura A.8.3 – Etapas de comutação $S_2 \rightarrow S_1$ ($i_{L2}(t) > I_L(t)$).....	263
Figura B.8.4 – Células de comutação e modelo S_{PWM} equivalente.	265
Figura C.8.5 – Resposta em frequência: Impedância Incremental da Lâmpada.	267
Figura C.8.6 – Resposta em frequência: Impedância Série do Filtro de Saída.	268
Figura C.8.7 – Resposta em frequência: Admitância de saída.	268
Figura C.8.8 – Fase do modulador PWM digital.	269
Figura C.8.9 – Resposta em frequência: Sensor de corrente.	269
Figura C.8.10 – Resposta em frequência: Sensor de tensão.	270
Figura C.8.11 – Resposta em frequência: Função de transferência de laço aberto.	270
Figura C.8.12 – Resposta em frequência: Compensador de corrente..	271
Figura C.8.13 – Resposta em frequência: Função de transferência de laço fechado.....	271
Figura D.8.14 – Diagrama do circuito de potência.....	273
Figura D.8.15 – Circuito de condicionamento de sinal: amplificação e retificação.	274
Figura D.8.16 – Microcontrolador: comando, controle e proteção.	275

Figura D.8.17 – Circuito de disparo de S_1 e S_2	276
Figura D.8.18 – Medição das tensões.	276
Figura D.8.19 – Elementos básicos do circuito de condicionamento de sinal.	277

LISTA DE QUADROS

Quadro 1.1 – Características de alguns tipos de lâmpadas [4, 7, 9].	34
Quadro 1.2 – Limites de conteúdo harmônico de corrente para equipamentos Classe C [25].	47
Quadro 2.1 – Características na alimentação de lâmpadas AID.	61
Quadro 3.1 – Parâmetros de ensaio (alta e baixa frequência).	84
Quadro 3.2 – Lâmpadas analisadas para avaliação dos coeficientes.	84
Quadro 3.3 – Coeficientes do modelo recursivo: Amostra L2.	84
Quadro 3.4 – Coeficientes para a equação da queda nos eletrodos.	86
Quadro 3.5 – Coeficientes de $Z_{La}(s)$ – Parâmetros teóricos.	90
Quadro 3.6 – Parâmetros de $Z_{La}(s)$ – Modelo recursivo teórico.	91
Quadro 4.1 – Correntes nos indutores de filtragem.	115
Quadro 4.2 – Tensões nos capacitores de filtragem.	116
Quadro 4.3 – Corrente e tensão na fonte de alimentação.	117
Quadro 4.4 – Correntes nos indutores de filtragem "Simplificadas" ...	118
Quadro 4.5 – Especificações para o exemplo de projeto e simulação.	140
Quadro 4.6 – Exemplo de cálculo dos elementos passivos.	141
Quadro 4.7 – Parâmetros para o projeto físico – L_{F1} e L_{F2}	144
Quadro 4.8 – Parâmetros para o projeto físico – C_{F1} e C_{F2}	144
Quadro 4.9 – Parâmetros para especificação – Ponte retificadora.	145
Quadro 4.10 – Parâmetros para especificação – Braço Inversor.	146
Quadro 4.11 – Componentes para experimentação – DDCM-FB.	155
Quadro 5.1 – Correntes nos indutores de filtragem "Simplificadas" ...	179
Quadro 5.2 – Exemplo de cálculo dos elementos passivos.	190
Quadro 5.3 – Parâmetros para o projeto físico – L_{F1} e L_{F2}	192
Quadro 5.4 – Parâmetros para o projeto físico – C_{F1} e C_{F2}	192
Quadro 5.5 – Parâmetros para especificação – Ponte retificadora.	193
Quadro 5.6 – Parâmetros para especificação – Braço Inversor.	193
Quadro 6.1 – Parâmetros do circuito elétrico equivalente de S_{PWM1} ...	221
Quadro 6.2 – Parâmetros do circuito elétrico equivalente de S_{PWM2} ...	224
Quadro 6.3 – Especificações do protótipo.	233
Quadro 6.4 – Componentes projetados para o conversor.	233
Quadro 6.5 – Parâmetros laços de controle.	234
Quadro 6.6 – Resumo das características obtidas.	242
Quadro 8.1 - Etapas de comutação $S_2 \rightarrow S_1$ (semiciclo positivo).	261
Quadro 8.2 – Etapas de comutação $S_1 \rightarrow S_2$ (semiciclo positivo).	263
Quadro 8.4 – Parâmetros dos modelos de grandes sinais.	265
Quadro 8.5 – Código Fonte.	279

ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>
AR	<i>Acoustic Resonance</i>
CAD	<i>Computer Aided Design</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
HF	<i>High Frequency</i>
HID	<i>High Intensity Discharge</i>
HPS	<i>High Pressure Sodium Lamp</i>
I-LFSQW	<i>Low Frequency Square Wave Current Ballast</i>
I-LFSQW _i	Voltage Output I-LFSQW
I-LFSQW _v	Current Output I-LFSQW
LTE	<i>Local Thermal Equilibrium</i>
MH	<i>Metal Halide Lamp</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RA	Ressonância Acústica
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
AF	Alta Frequência
AID	Alta Intensidade de Descarga
AID-Na	Lâmpada de AID a Vapor de Sódio
AID-VM	Lâmpada de AID a Vapores Metálicos
BF	Baixa Frequência
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CFP	Correção do Fator de Potência
DHT	Distorção Harmônica Total
FD	Fator de Deslocamento

FP	Fator de Potência
IRC	Índice de Reprodução de Cores
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCD	Modo de Condução Descontínuo
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
RA	Ressonância Acústica
FT	Função de Transferência

SÍMBOLOS E UNIDADES DE GRANDEZAS FÍSICAS

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>	<i>Significado</i>
A	Corrente	ampère
V	Tensão	volt
W	Potência	watt
Ω	Resistência	ohm
S	Admitância	siemens
s	Tempo	segundo
Hz	Frequência	hertz
H	Indutância	henry
F	Capacitância	faraday
C	Carga	coulomb
rad	Ângulo	radianos

SÍMBOLOS DE ELEMENTOS DE CIRCUITOS

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C_x	capacitor
L_x	indutor
R_x	resistor
D_x	diodo
S_x	interruptor controlado

(**x**) – é o parâmetro identificador, por exemplo, diodo 1 é definido como ‘D₁’.

VARIÁVEIS E CONSTANTES

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>	<i>Unidade</i>
F_S	Frequência de comutação	Hz
F_R	Frequência da fonte de alimentação	
F_o	Frequência natural do filtro de saída	
f_f	Frequência natural do filtro de entrada	
t	Tempo	s
t_n	n-ésimo instante de operação	
Δt_n	n-ésimo intervalo de operação	
T_S	Período de comutação	
T_R	Período da fonte de alimentação	
δ	Intervalo de inversão de polaridade	
τ	Constante de tempo do arco	
D	Razão cíclica – Alta frequência	
D_{LF}	Razão cíclica – Baixa frequência	
α	Ganho de tensão	
α_1 e α_2	Ganho de tensão do n-ésimo capacitor	
η	Eficiência	W/W
V_P	Pico da tensão de entrada	V
I_n	Amplitude da n-ésima componente	A
ω_f	Frequência angular natural do filtro de	rad/s
ω_o	Frequência angular natural do filtro de saída	
ϕ_{ab}	Defasamento angular entre ‘a’ e ‘b’	rad
θ_r	Posição angular	
L_{in}	Indutor de entrada/linha	H
L_{F1} e L_{F2}	Indutor filtragem/PFC ramo superior	
L_{Bal}	Indutor filtro de saída	
C_{F1} e C_{F2}	Capacitor filtragem/PFC ramo superior	F

C_{Bal}	Capacitor filtro de saída	
C_B, C_{B1} e C_{B2}	Capacitores de barramento	
$P_{in}(t)$	Potência de entrada	
$P_{arco}(t)$	Potência dissipada no arco	
$P_{elet}(t)$	Potência dissipada nos eletrodos da lâmpada	W
$P_{ballast}(t)$	Perdas no reator	
$P_{La}(t)$	Potência dissipada pela lâmpada	
$V_{ele}(t)$	Queda de tensão nos eletrodos	
$V_{in}(t)$	Tensão da fonte de alimentação	
$V_B(t), V_{B1}(t)$ e $V_{B2}(t)$	Tensão nos capacitores de barramento CC	V
$v_{Cfn}(t)$	Tensão no n-ésimo capacitor de filtragem/PFC	
$v_{La}(t)$	Tensão instantânea na lâmpada	
$i_{in}(t)$	Corrente instantânea da fonte de alimentação	
$i_{La}(t)$	Corrente instantânea na lâmpada	
$i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$	Corrente no n-ésimo indutor de filtragem/PFC	A
$i_{C1}(t)$ e $i_{C2}(t)$	Corrente no n-ésimo capacitor de filtragem/PFC	
Z_f	Impedância natural do filtro de entrada	
R_{La}	Resistência equivalente do arco	Ω
r	Resistência incremental do arco	
$Z_{La}(s)$	Impedância complexa incremental do arco	

SUB ÍNDICES E MODIFICADORES

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
n	Nano	10 ⁻⁹
μ	Micro	10 ⁻⁶
m	Mili	10 ⁻³
k	Quilo	10 ³
M	Mega	10 ⁶

OPERADORES MATEMÁTICOS

<i>Operador</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
$F\left(s\right)=\mathfrak{L}\left\{f\left(t\right)\right\}$	Transformada de Laplace	$\mathfrak{L}\left\{f\left(t\right)\right\}=\int\limits_0^{\infty}f\left(t\right)e^{-st}dt$
$F\left\{n\right\}=\mathbb{F}\left\{f\left(t\right)\right\}$	Série de Fourier	$a_v+\sum_{n=1}^{\infty}a_n\cos\left(n\omega_o t\right)+b_n\sen\left(n\omega_o t\right)$ $\omega_o=2\pi\bigg/\mathrm{T}_o\text{ (ver Apêndice A)}$
$\widehat{f\left(t\right)}=\widehat{f}=F=\overline{F}$	Valor médio	$\widehat{f}=\frac{1}{\mathrm{T}}\int\limits_0^{\mathrm{T}}f\left(t\right)dt$

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL.....	31
1.1	INTRODUÇÃO	31
1.2	MOTIVAÇÕES	48
1.3	OBJETIVOS	49
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	49
2	ESTADO DA ARTE NA ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS AID-VM 51	
2.1	INTRODUÇÃO	51
2.2	ALIMENTAÇÃO DAS LÂMPADAS AID-VM	52
2.3	ESTRUTURAS PROPOSTAS.....	64
2.4	DISTORÇÕES NA POTÊNCIA DISSIPADA PELA DESCARGA ..	67
2.5	CONCLUSÃO.....	70
3	ESTUDO DOS MODELOS ELÉTRICOS DE LÂMPADAS AID-VM 71	
3.1	INTRODUÇÃO.....	71
3.2	CARACTERÍSTICAS DAS LÂMPADAS AID-VM.....	72
3.3	COMPORTAMENTO ELÉTRICO DAS LÂMPADAS AID-VM..	74
3.4	ANÁLISE DO MODELO RECURSIVO	83
3.5	MODELO LINEAR EQUIVALENTE DA DESCARGA.....	87
3.6	CONCLUSÃO.....	92
4	REATOR DE DOIS ESTÁGIOS.....	95
4.1	INTRODUÇÃO	95
4.2	ANÁLISE DA ESTRUTURA DE ENTRADA	96
4.3	MODO DE OPERAÇÃO LINEAR.....	97
4.4	MODO LINEAR	117
4.5	EXEMPLO DE PROJETO.....	140
5	REATOR DE ESTÁGIO ÚNICO.....	161
5.1	INTRODUÇÃO	161
5.2	ANÁLISE DA ESTRUTURA DE ENTRADA	161
5.3	MODO DE OPERAÇÃO LINEAR.....	163
5.4	MODO LINEAR	178
5.5	EXEMPLO DE PROJETO.....	189
5.6	CONCLUSÃO.....	204
6	MODELAGEM E CONTROLE.....	205
6.1	INTRODUÇÃO	205

6.2	MODELAGEM DO REATOR HB–DBDCM	206
6.3	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	229
6.4	ANÁLISE EXPERIMENTAL	232
6.5	CONCLUSÃO	243
7	CONCLUSÕES GERAIS.....	245
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	251
APÊNDICE A	ETAPAS DE COMUTAÇÃO.....	261
APÊNDICE B	MODELO DE GRANDES SINAIS	265
APÊNDICE C	PROJETO DO LAÇO DE CONTROLE	267
APÊNDICE D	ESQUEMÁTICO – REATOR DBDCM	273
APÊNDICE E	CÓDIGO FONTE.....	279
ANEXO A – SÉRIE DE FOURIER [84]	287

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 INTRODUÇÃO

O crescimento no emprego de equipamentos eletrônicos torna-se a cada dia mais do que uma simples constatação de fatos para se tornar uma necessidade frente às demandas impostas pelos consumidores. Quando necessidade e disponibilidade tornam-se os elementos que regem o comportamento do mercado, é natural que se coloquem questões como qualidade e eficiência dos produtos, às vezes em segundo plano, em detrimento de custos e prazos.

Recentemente, na história de nosso país, enfrentaram-se forçosamente as conseqüências de se basear o comportamento de mercado em premissas como estas, ou seja, na produção e consumo sem que restrições severas, impostas a ambas as parcelas do mercado, fossem observadas, o que culminou com o fenômeno denominado “Apagão do Setor Energético”.

Apesar dos efeitos negativos vivenciados durante esse evento, novas diretrizes para o setor energético nacional foram estabelecidas. Por exemplo, no mercado, com a Lei 10.848/04, foram estabelecidos novos critérios na estruturação do sistema energético e no trato com agora “produto” energia elétrica concedendo maior flexibilidade ao setor energético [1]. Também, diretrizes de antigos programas de conscientização como o PROCEL (Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica), ganharam força como medidas positivas na prevenção e combate ao caos causado pelo desequilíbrio oferta/consumo.

Eventos como esse evidenciam a relevância que fatores como planejamento e pesquisa tecnológica desempenham no desenvolvimento de um país e, claro, de sua sociedade [1-3]. O planejamento tem o papel, imprescindível, de antever situações desastrosas. Por outro lado, permite que se ponham em prática as técnicas e/ou dispositivos requisitados durante o planejamento, ou de forma ativa concebendo novos dispositivos/tecnologias, abrindo novos caminhos para o desenvolvimento.

Baseado nestes preceitos, consumo eficiente e desenvolvimento de tecnologia nacional, vêm-se trabalhando no sentido de desenvolver conversores eletrônicos capazes de processar a energia de forma eficiente. Além disto, opta-se pela utilização de dispositivos que, em sua origem, já propiciem a elevação dos padrões em relação aos elementos já empregados.

1.1.1 Estado da Arte – Lâmpadas

Ao analisar o caso das lâmpadas (Figura 1.1), por exemplo, já se conhecem os princípios que regem os seus funcionamentos, há mais de 100 anos [4-5], e isto não se refere apenas às lâmpadas de filamento, comumente conhecidas como incandescentes. Também as de descarga, ou a arco, foram e são ainda muito utilizadas, apresentando estas últimas, no entanto, um crescimento significativo em sua aplicação apenas a partir da década de 50 [6-7] com o desenvolvimento de materiais mais apropriados para a construção de seus elementos.

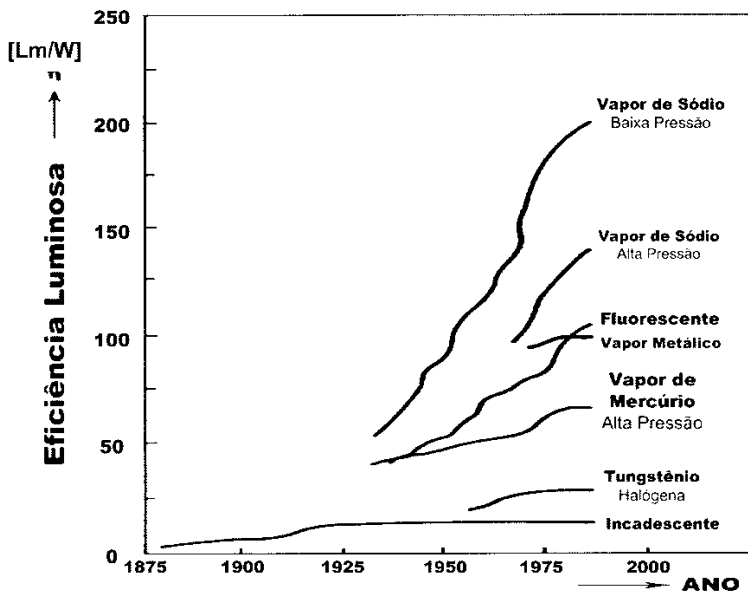


Figura 1.1 – Evolução histórica da eficiência luminosa¹[4].

As lâmpadas incandescentes têm seu funcionamento baseado na emissão termiônica de um filamento de tungstênio, decorrente do aquecimento quando percorrido por uma corrente elétrica, por efeito Joule. Esta simplicidade lhe permite produzir um amplo espectro luminoso [8], além de proporcionar um comportamento elétrico facilmente modelado por um resistor. No entanto, o processo de aquecimento do filamento, para a produção de luz, é muito ineficiente

¹ As lâmpadas analisadas não possuem necessariamente as mesmas potências.

sendo capaz de converter apenas 12% da energia consumida em luz visível (Figura 1.2²).

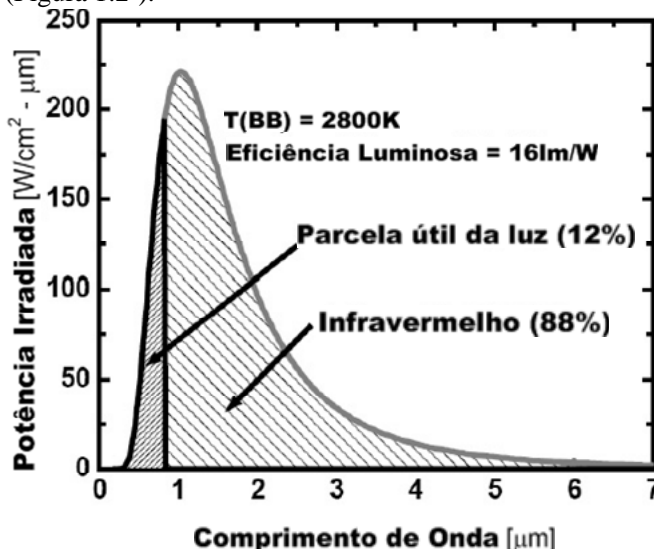


Figura 1.2 – Curva de radiação do Corpo Negro a 2800K [8].

As lâmpadas de descarga, em altas ou baixas pressões, têm seu princípio de funcionamento baseado na criação de uma coluna de plasma no interior de um tubo de descarga. A radiação é emitida pelos átomos e moléculas do gás que foram excitados a estados energéticos superiores e que decaem para a condição energética inicial [4-5]. Isto limita o número de bandas espectrais produzidas e, como consequência a qualidade da radiação produzida. Decorre daí a necessidade de combinarem-se diferentes elementos para a produção de uma fonte de luz adequada. No entanto, a eficiência destas lâmpadas pode alcançar níveis iguais a 30%.

Devido às características intrínsecas de lâmpadas a arco (Quadro 1.1), como vida útil e níveis relativos de potência irradiada [7], o desenvolvimento de estruturas para a alimentação de lâmpadas incandescentes torna-se restrito a situações pontuais, por ser esta uma tecnologia há muito superada pelas de descarga [4-5]. Além disto, muitas das técnicas atuais de luminotécnica [7, 9] seriam inconcebíveis sem a existência da grande variedade de lâmpadas a arco disponíveis.

² Lâmpadas incandescentes emitem luz de forma semelhante ao previsto pelas leis de Planck para a radiação do corpo negro.

Ademais, segundo levantamentos realizados pela Eletrobrás [10], no Brasil 17% de toda energia consumida é utilizada para iluminação artificial e no mundo esta proporção chega aos 30%. Desse montante, 4,5% da demanda nacional e 3,3% do consumo total de energia elétrica são utilizados na iluminação pública, o que resulta em um consumo anual de 9,7 GWh. Esses números talvez não justifiquem, mas incitam a busca de estratégias e estruturas que façam uso tanto de lâmpadas quanto de reatores de alta eficiência.

Quadro 1.1 – Características de alguns tipos de lâmpadas [4, 7, 9].

Tecnologia	IRC	Eficiência Luminosa [Lm/W]	Vida Útil [horas]	Faixa de Potência [W]
Incandescente	100	4	7	3
		25	9.000	1.500
Halógena	100	10	1.000	15
		25	4.000	750
Fluorescente Compacta	75	48	3.000	5
	82	86	20.000	50
Fluorescente	51	34	6.000	4
	95	104	24.000	215
Vapor de Mercúrio	20	18	12.000	50
	50	63	24.000	1.000
Vapor Metálico	65	59	3.000	35
	95	25	20.000	1.800
Vapor de Sódio Alta Pressão	20	35	10.000	35
	85	150	32.000	1.000

Vale ressaltar, dentre as características das lâmpadas de descarga, a elevada eficiência luminosa³ e o elevado índice de reprodução de cores (IRC)⁴, que pode ser interpretado como uma medida da qualidade da luz emitida pela fonte luminosa quando comparada com a luz do dia.

Devido à radiação produzida pelos diferentes tipos de lâmpadas de descarga estarem diretamente associadas à composição dos gases e das pressões de operação, estas são usualmente [4-6] classificadas em dois grandes grupos: as de alta e de baixa pressão; pode-se ainda subdividir o grupo das lâmpadas de alta pressão ou de Alta Intensidade

³ Relação entre o fluxo luminoso produzido e a potência consumida, dada em Lumens/Watt $\left[\frac{\text{Lm}}{\text{W}} \right]$

⁴ Um IRC elevado significa que uma maior porção do espectro produzido pela lâmpada concentra-se dentro da parte visível do espectro eletromagnético.

de Descarga (AID) em função dos gases dominantes em seu espectro, obtém-se assim: mercúrio (Hg), sódio (Na) e haletos metálicos (HM) ou de vapor metálico (VM).

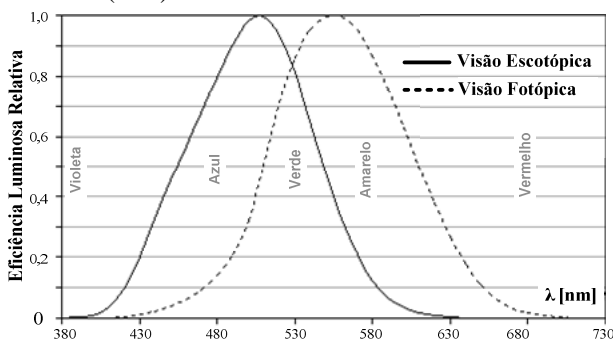


Figura 1.3 – Percepção relativa de cor.

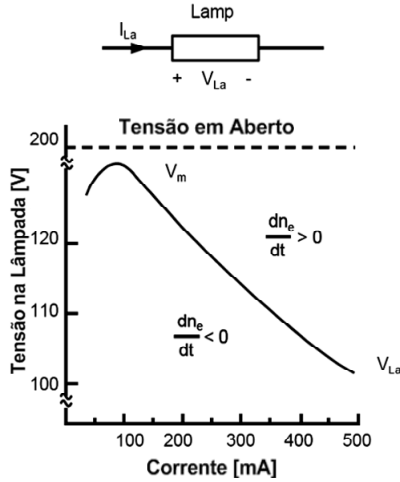
A radiação produzida por lâmpadas AID-Hg é concentrada apenas em algumas raia espectrais, distribuídas desigualmente sobre as regiões do espectro eletromagnético, abrangendo tanto faixas na região da luz visível (Figura 1.3), quanto na região correspondente ao ultravioleta (Figura 1.4(a)). Tal espalhamento faz com que a luz produzida assemelhe-se ao azul e que haja a redução da eficiência luminosa e do IRC.

Como alternativa para elevar o IRC deste tipo de lâmpada, são aplicadas camadas de filtragem, a base de fósforo [4-5], na parede interna do bulbo com o objetivo de deslocar as linhas espectrais da região do ultravioleta para dentro do espectro visível. Esse processo, no entanto, envolve a perda de energia. Assim, mesmo com a redistribuição do espectro não há a elevação da eficiência luminosa.

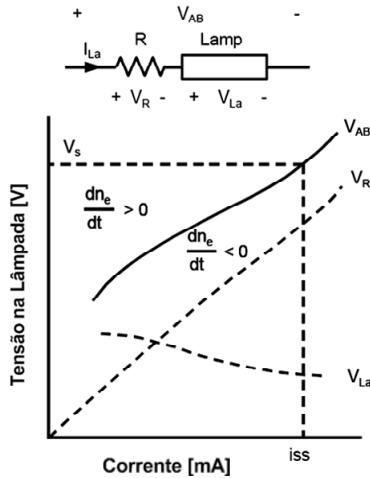
As lâmpadas AID-Na, ao contrário, possuem poucas linhas espectrais e concentradas dentro da faixa visível da luz, próximas ao amarelo [5-7] (Figura 1.4(b)). Como consequência obtém-se uma elevada eficiência luminosa, porém, baixos IRCs.

Através da adição de pequenas quantidades de sais de halogenetos metálicos, por exemplo, iodeto de lítio ou de tório [4-5], no amálgama das lâmpadas AID-Hg, consegue-se “preencher” as lacunas existentes nas bandas espectrais (Figura 1.4(c)), para obter a elevação tanto de seu IRC quanto da sua eficiência. Daí advém a denominação “Vapor Metálico”. A combinação desses fatores faz desse tipo de lâmpada uma das melhores fonte de luz dentre as lâmpadas AID, embora atualmente ainda não se consiga a mesma eficácia das lâmpadas de vapor de sódio.

representa a característica nos pontos de operação onde $d\eta_e/dt = 0$. Assim a característica dada pela relação entre a tensão nos terminais da lâmpada $V_{La}(t)$ e sua corrente $I_{La}(t)$, representa a resistência equivalente em equilíbrio, que claramente tem seu valor reduzido com a elevação da corrente.



(a) Sem elemento limitador de corrente;



(b) Com elemento limitador.

Figura 1.5 – Comportamento da resistência incremental⁵[6].

⁵ Curvas traçadas sob uma alimentação contínua (CC).

Inserindo um elemento limitador de corrente no ramo da lâmpada como, por exemplo, um resistor como o ilustrado na Figura 1.5(b), consegue-se facilmente manter positiva a característica da impedância equivalente resultante da associação, dentro da faixa de operação desejada.

Analisando-se apenas o comportamento da lâmpada poder-se-ia então empregar um elemento puramente resistivo como *ballast*⁶. Porém, a potência de entrada do conjunto (P_{in}) seria inevitavelmente elevada, uma vez que P_{in} (1.1) é função não só das perdas por radiação (P_{rad}), térmica (P_{term}) e nos eletrodos (P_{elt}), mas, também das perdas Joule causadas pelo reator ($P_{bal} \approx R \cdot I_L^2$), o que resultaria na redução da eficiência do sistema.

$$P_{in} = \left(\underbrace{P_{Arco}}_{P_{rad} + P_{term}} + P_{elt} \right) + P_{ballast} \quad (1.1)$$

Além disso, do momento da ignição ao instante onde o arco está completamente estabilizado (Figura 1.6), a descarga possui um comportamento instável e fortemente não linear [12-13]. Nestes estágios o reator deve operar de forma adequada para que não ocorra a extinção do arco.

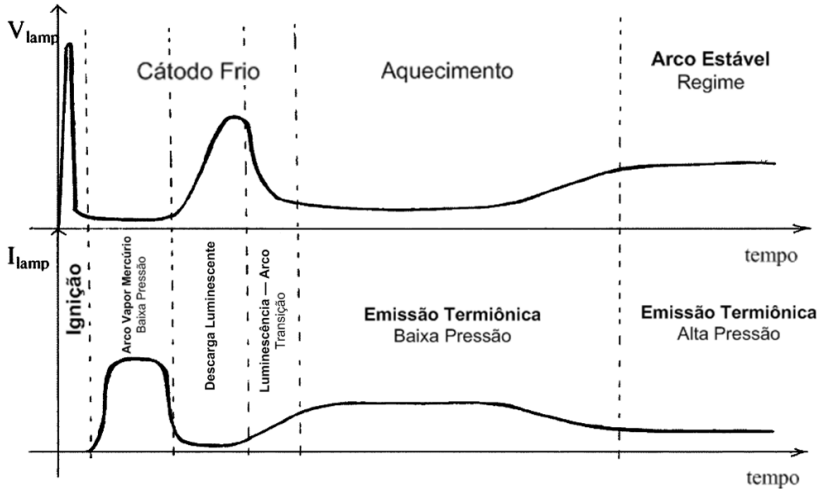
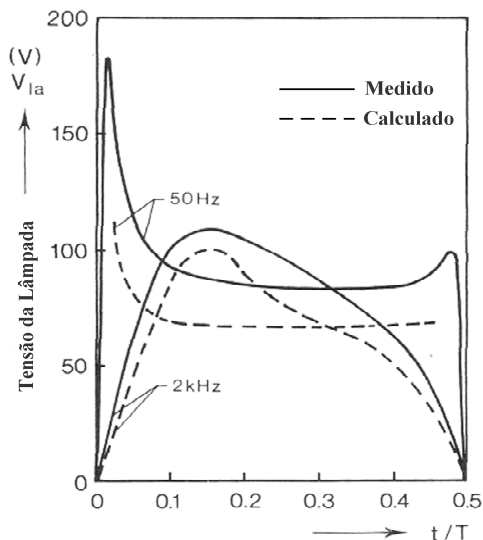


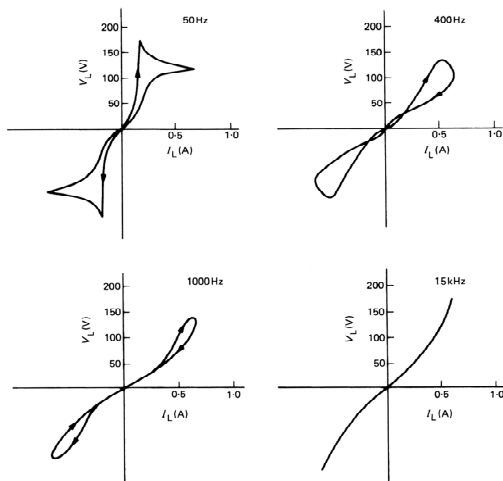
Figura 1.6 – Tensão e corrente na lâmpada durante a partida [12].

⁶ Os termos Ballast e Reator são utilizados para descrever os dispositivos de controle de corrente, tensão e/ou potência necessários para a correta operação de lâmpadas de descarga.

Devido às constantes térmicas envolvidas no processo de criação e manutenção do arco, ocorre a distorção da tensão nos terminais da lâmpada, durante a passagem pelo zero, da tensão de alimentação (Figura 1.7(a)).



(a) Tensão HPS alta pressão[4];



(b) Característica $V_L \times I_L$ Fluorescente [7].

Figura 1.7 – Comportamento do arco em função da frequência de excitação.

Este fenômeno é evidenciado na operação em baixa frequência, pois há a redução da corrente, ou da densidade eletrônica de carga “ j_e ” (1.2), durante este intervalo. Com isto, reduz-se a temperatura do arco e dos eletrodos e, por consequência, da emissão de elétrons no cátodo, que é em regime de emissão quase totalmente termiônica [5, 7].

$$j_e \propto T_K e^{\frac{\phi_{eff} k_B}{T_K}} \therefore T_K \rightarrow \text{temperatura do cátodo}$$

$$k_B \rightarrow \text{constante de Boltzmann} \quad (1.2)$$

$$\phi_{eff} \rightarrow \text{função efetiva de trabalho do cátodo}^8$$

Advém do comportamento não linear do arco, em baixas frequências [4-7], a questão mais complexa quando se deseja realizar a alimentação de lâmpadas de descarga utilizando-se reatores eletromagnéticos, uma vez que este problema não apresenta uma solução simples nesse tipo de abordagem.

A elevação da frequência da corrente de alimentação, das lâmpadas de descarga, aparece então como uma alternativa interessante para sanar o problema das distorções em baixa frequência. Pois, com as inversões da corrente em alta frequência reduzem-se as variações nas temperaturas do arco e dos eletrodos, o que confere à descarga um comportamento elétrico equiparável ao de um resistor (Figura 1.7(b)).

Esta abordagem também possibilita reduzir a recombinação de íons e elétrons nas proximidades dos eletrodos, eliminando-se com isto os picos de re-ignição. No entanto, mesmo em alta frequência, a característica $V_L I_L$ equivalente é não linear e função do ponto de operação, sendo comumente representado pela corrente, impedância/condutância ou potência na lâmpada [14-17].

1.1.3 Técnicas de Alimentação

A alimentação das lâmpadas de descarga, no entanto, não deve ser efetuada mediante a presença de componente média não nula de corrente, sob pena de ocorrer a segregação dos elementos minoritários nas proximidades do cátodo⁸ [5-6], o que pode causar a elevação da

⁷ A função efetiva de trabalho do cátodo (ϕ_{eff}) é definida como a barreira de potencial que os elétrons têm que ultrapassar para conseguirem se desprender da superfície do eletrodo.

⁸ O fenômeno da segregação é denominado de Cataforese.

temperatura nesta extremidade e a alteração das características da luz emitida, com a consequente redução da vida útil da lâmpada [5, 18-19].

Ao utilizar fontes alternadas (CA) para a excitação das lâmpadas, reduzem-se problemas associados às alterações no arco devido à cataforese, equalizando-se o desgaste dos eletrodos, podendo-se ainda introduzir elementos reativos, como indutores e capacitores (Figura 1.8), para desempenhar o papel de elementos limitadores de corrente. Isto, idealmente, elimina os problemas de dissipação por efeito Joule além de permitir a aplicação de estruturas e técnicas simples para a ignição da lâmpada.

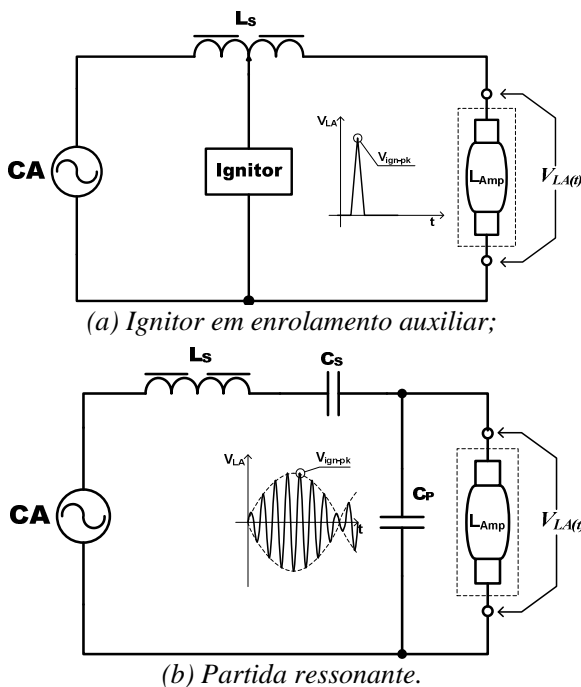


Figura 1.8 – Associação de elementos reativos para limitação da corrente na lâmpada e ignição.

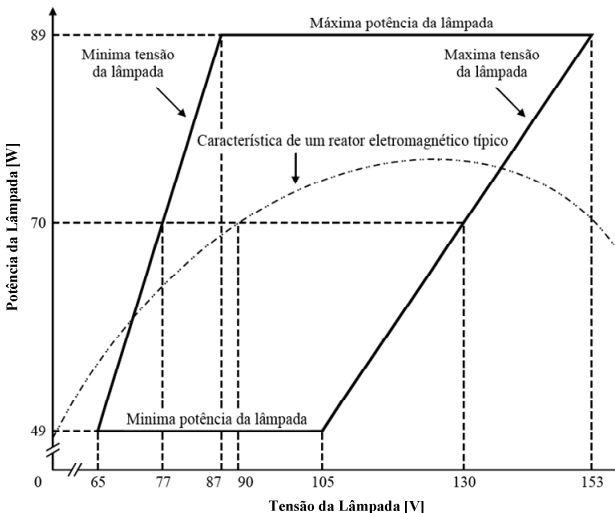
Na Figura 1.8(a) tem-se ilustrada uma estratégia aplicada na alimentação em baixa frequência (50 Hz e 60 Hz) do sistema Reator e Lâmpada. Existem ainda várias outras topologias empregando elementos indutivos como *ballast*, tanto para o uso de outras estruturas de ignitores, quanto para obter uma melhoria das características dos reatores, como regulação de potência, redução da corrente de partida, entre outros. O uso desta técnica propicia vantagens como:

- ✓ Elevadas robustez e simplicidade;
- ✓ Custo reduzido.

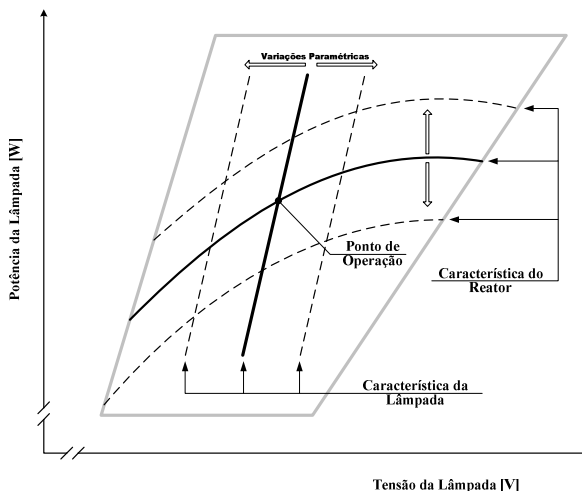
Em contrapartida, estas estruturas possuem características negativas tais como:

- ✗ Reduzida eficiência (<80%);
- ✗ Baixas regulações de tensão e de potência;
- ✗ Elevados peso e volume;
- ✗ Cintilamento (do termo em inglês *flickering*) em baixa frequência;
- ✗ Ruído audível.

Estas características negativas podem ser atenuadas e até toleradas desde que restritas. Por exemplo, questões de regulação de tensão e de potência podem ser minimizadas através do projeto adequado do elemento eletromagnético, para que variações nas características elétricas (Figura 1.9(b)), da lâmpada e do reator, ao longo de sua vida útil não desloquem o ponto de operação para fora da região de funcionamento [20] delimitada pelo paralelogramo de potência da lâmpada (Figura 1.9(a)).



(a) Lâmpadas HPS 70 W [20];



(b) Efeito da variação paramétrica.

Figura 1.9 – Paralelogramo de potência.

É necessário então, que se construa uma estrutura capaz de fornecer para a lâmpada, a partir da fonte de alimentação, não só tensões e correntes em níveis adequados de forma a produzir a potência de saída desejada, mas, também com um “formato” adequado para qualquer que seja a frequência de alimentação da rede de energia elétrica.

Independente das topologias específicas para construir estas estruturas, os reatores eletrônicos têm um conjunto de elementos básicos comuns a sua construção (Figura 1.10).

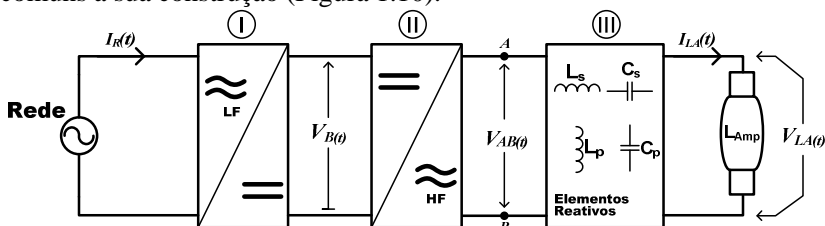


Figura 1.10 – Diagrama básico de um reator eletrônico.

Desprezando-se a presença de elementos passivos de filtragem na entrada do reator, o primeiro estágio que se observa nas configurações básicas (Figura 1.10) é o de retificação. Assim, questões relacionadas a correção no fator de deslocamento (1.3) podem ser desprezadas. Isto porque, estruturas de retificação não controladas não produzem deslocamentos significativos ($FD \geq 0.95$) entre as fundamentais de

tensão e de corrente, quando se deseja que a tensão retificada $V_B(t)$ possua ondulações menores do que 10% de seu valor médio.

Fator de Deslocamento :

$$FD = \cos(\phi_{vi}) \quad \because \quad \phi_{vi} \rightarrow \text{Defasagem entre as componentes fundamentais de tensão e corrente.} \quad (1.3)$$

Operam-se então com duas restrições elétricas importantes a taxa de distorção harmônica (1.4) e a interferência eletromagnética (EMI). Questões relacionadas à EMI estão diretamente associadas às técnicas de correção do fator de potência FP (1.5) e de alimentação da lâmpada. Por exemplo, o uso de alta frequência nos estágios PFC, inversor e retificador, além de aproveitar-se do efeito *Dither* [21] causa-se o deslocamento do espectro das grandezas processadas para o entorno da frequência de comutação (F_s) e seus múltiplos [22-23].

Distorção Harmônica Total:

$$DHT = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad \because I_n \rightarrow \text{Amplitude da "n-ésima" componente} \quad (1.4)$$

$I_1 \rightarrow \text{Amplitude da componente fundamental}$

Fator de Potência:

$$FP = \frac{FD}{\sqrt{1 + DHT^2}}. \text{ Onde } FP \in [-1; 1] \quad (1.5)$$

Explora-se esse fenômeno para a redução de volume dos elementos passivos de filtragem na entrada do conversor e em seus estágios intermediários. Tanto reatores eletromagnéticos quanto eletrônicos, utilizam técnicas passivas para a correção das distorções e defasagens provocadas na corrente de entrada. A diferença reside na banda de frequências em que os sinais serão filtrados.

É função do estágio CC/CA, ou inversor, produzir os pulsos em alta frequência a serem injetados na estrutura de filtragem. Essencialmente em função das características ótimas desejadas para a operação da lâmpada e da tensão de barramento " $V_B(t)$ " determina-se a forma de operação deste estágio. Desse modo, tensões com baixa ondulação podem ser convertidas, de forma mais eficiente, em correntes com envelopes onde a razão entre o valor de pico e o valor eficaz

aproxima-se do ideal⁹. À medida que se elevam as ondulações em $V_B(t)$ tem-se a elevação dos esforços nas estruturas de controle e de filtragem, para que estas perturbações não resultem em ondulações nas correntes da lâmpada e de entrada e, por consequência, na degradação do FP do reator.

Ao analisar o filtro de saída, por exemplo, em função dos estágios CA/CC, CC/CA e das características das lâmpadas, várias abordagens podem ser exploradas na escolha da estrutura de filtragem (Figura 1.11).

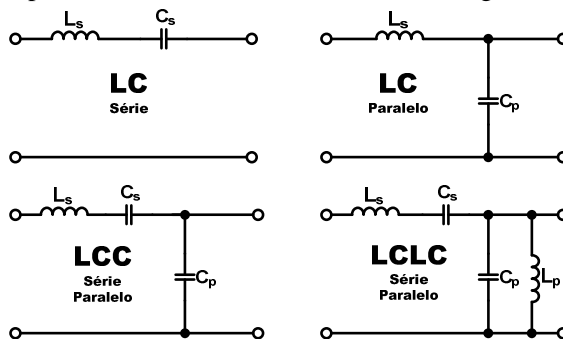


Figura 1.11 – Exemplos de estruturas passivas de filtragem [24].

Em lâmpadas, como as fluorescentes, onde um FCC elevado (maior do que 1.7 [25]) traduz-se no envelhecimento precoce dos eletrodos e na conseqüente redução de sua vida útil [26], o uso de capacitores volumosos no estágio cc/ca ou de técnicas para a redução das ondulações em baixa frequência em $V_B(t)$ têm de ser aplicadas em algum dos estágios de processamento da potência.

Têm-se como exemplos de técnicas voltadas à melhora destas características do reator:

- O preenchimento ou *Valley-Fill* [27] que se utiliza, em sua configuração mais básica (Figura 1.12(a)), da carga e descarga dos capacitores de barramento em configurações distintas, respectivamente série e paralelo, para reduzir a ondulação em $V_B(t)$, nos instantes em que o conversor opera desacoplado da rede;
- Outra técnica é a injeção de componentes de alta frequência ou sinais *Dither*, com o intuito de linearizar o comportamento da

⁹ A razão entre o valor eficaz de uma corrente e seu valor de pico é denominado de Fator de Crista de Corrente (FCC) e seu valor para formas de onda senoidais é igual a $\sqrt{2} \cong 1.4142$.

estrutura de retificação [21]. Com este procedimento permite-se ao inversor drenar potência da fonte de alimentação ao longo de todo o seu período, melhorando-se não só a forma de onda da corrente, mas, também, reduzindo-se a ondulação em $V_B(t)$. Na Figura 1.12(b) tem-se ilustrado os efeitos resultantes da utilização de sinais *Dither*.

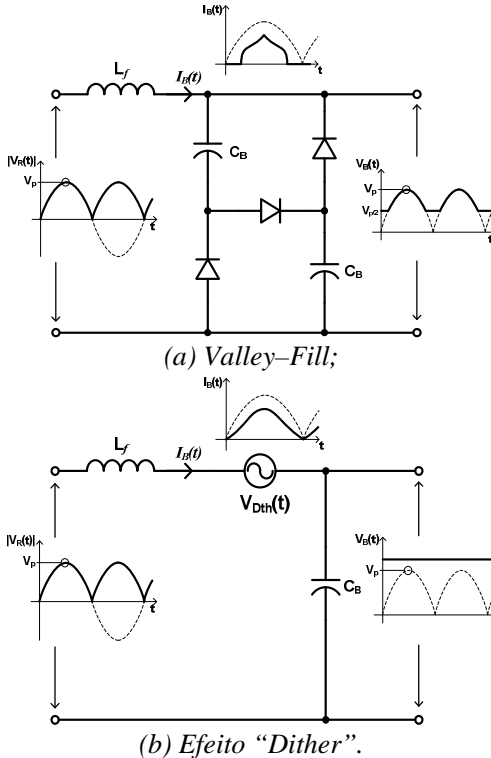


Figura 1.12 – Técnicas para a redução na ondulação de $V_B(t)$.

Para as lâmpadas AID de vapor de sódio (HPS) ou a multi-vapores metálicos (MH), onde valores elevados de FCC não têm comprovadamente um impacto negativo em suas vidas úteis, dispõe-se de um grau maior de liberdade para a escolha das abordagens de construção e operação dos estágios do reator. Ainda assim, o uso de técnicas como o *Valley-Fill* e sinais *Dither* são essenciais, pois, tem-se que analisar o comportamento do reator como um todo, onde não só as características da lâmpada são favorecidas, mas também o comportamento elétrico do sistema do ponto de vista da fonte de alimentação.

Em função disto, têm-se sempre que atentar para questões como a, já mencionada, taxa de distorção harmônica (1.4), o fator de deslocamento (1.3), a EMI, dentre outros fatores. Por exemplo, para a DHT têm-se pré definidos (Quadro 1.2) os limites impostos quanto à amplitude de suas componentes harmônicas individuais o que define restrições quanto à forma de $i_m(t)$.

Quadro 1.2 – Limites de conteúdo harmônico de corrente para equipamentos Classe C [25].

Ordem da Harmônica	Amplitude Máxima da Harmônica de Corrente
n	I_n/I_1 [%]
2	2
3	$30 \cdot FP^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39^{**}$	3

(*) FP é o fator de potência da estrutura, definido em (1.5).
 (**) Somente harmônicas ímpares

Mesmo sem conhecer *a priori* os elementos básicos de um reator eletrônico ao comparar seus blocos básicos (Figura 1.10) com os de um circuito equivalente de um reator eletromagnético (Figura 1.8), fica evidente a elevação da complexidade da estrutura necessária. Em compensação, a elevação da complexidade confere a estas estruturas inúmeras funcionalidades vantajosas, como:

- ✓ Reduzidos peso e volume;
- ✓ Pulsação luminosa reduzida;
- ✓ Integração de técnicas para correção das deformações na corrente de entrada;
- ✓ Redução da sensibilidade às variações de tensão da fonte de alimentação;
- ✓ Controle da potência, possibilitando a extensão da vida útil da lâmpada;
- ✓ Redução do ruído audível.

Poder-se-ia mencionar outras características interessantes como a possibilidade de operar com rendimentos elevados ($\eta > 85\%$) e a integração física do estágio de potência com a estrutura da lâmpada, entre outros fatores que ainda poderiam ser explorados, função das

estruturas de controle embarcadas no reator, tais como microcontroladores, sensores de temperatura e de luminosidade.

Têm-se, no entanto, que levar em conta as conseqüências da elevação do número de elementos nos reatores eletrônicos bem como o impacto da aplicação de diferentes técnicas de alimentação [28-29], o que, de maneira simplificada traduz-se em características, tais como:

- ✖ Custo elevado;
- ✖ Maior sensibilidade às descargas atmosféricas;
- ✖ Elevação da interferência eletromagnética.

Estas desvantagens também podem ser minimizadas através do projeto adequado dos elementos do reator, bem como da escolha e/ou desenvolvimento das topologias mais adequadas para cada um dos estágios do reator. O que também é um dos alvos deste trabalho.

1.2 MOTIVAÇÕES

Verifica-se, dentre as lâmpadas AID, que as de VM não são as mais atraentes quando se analisam critérios individuais. No entanto, a composição das figuras de mérito como, elevados IRC, vida útil e densidade de potência dão a esse tipo de lâmpada características mais interessantes para muitas aplicações e, por isso, são utilizadas como base para o desenvolvimento do reator.

Pelo exposto, observa-se que diversos fatores impulsionam o uso de reatores eletrônicos, quando comparados aos seus equivalentes eletromagnéticos, tais como:

- ✓ Redução de peso, volume e DHT;
- ✓ Possibilidade de acionarem-se diferentes tipos de lâmpadas AID em alta frequência, explorando as suas propriedades atrativas em alta frequência;
- ✓ Uso de diversos estágios na construção do reator, o que permite explorar as topologias individualmente para que as características da lâmpada e da fonte de alimentação sejam as mais adequadas.

Construir uma estrutura eletrônica que consiga extrair todas as características interessantes da lâmpada e ainda operar com elevado rendimento é, no mínimo, uma tarefa árdua. Mas que fatores então desabonam ou restringem a aplicação destas estruturas e como resolvê-los?

Analisar questões relacionadas ao custo da estrutura, sem que se conheça a forma de alimentação, é inviável.

Os efeitos causados na rede de alimentação pela operação dos diferentes estágios do reator, ou mesmo em função da corrente aplicada

na lâmpada, também são aspectos importantes e interessantes, que recaem na questão relacionada à forma de operação do conversor.

Para que se possa desenvolver a estrutura tem-se que levantar quantitativamente as características específicas das lâmpadas AID-VM. Ou seja, a pesquisa para o desenvolvimento da estrutura do reator está atrelada a lâmpada.

Tem-se então que determinar quais são os parâmetros mais importantes, como se dá a resposta dinâmica destes dispositivos, quais os efeitos do envelhecimento em seu comportamento elétrico, entre outros fatores.

Elucidar algumas destas questões ou mesmo agrupar as soluções já existentes para a construção de uma ou várias estruturas que possam agregar aspectos interessantes em relação a técnicas que levem à redução de custo, controle de potência, miniaturização além da construção de um corpo de conhecimento, nacional, abordando a alimentação de lâmpadas AID, apresenta-se como um desafio e uma oportunidade.

1.3 OBJETIVOS

De forma reduzida pode-se dizer que se busca, nesse trabalho, um sistema de iluminação que compreenda tanto uma fonte de luz eficiente quanto um conversor capaz de alimentá-la. Pretende-se isto respeitando tanto as características da lâmpada quanto as normas de funcionamento impostas.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está dividido da seguinte forma: no capítulo dois é apresentada uma breve revisão bibliográfica, na qual são detalhadas algumas das principais abordagens na modelagem do comportamento elétrico das lâmpadas AID-VM. Também é efetuado um estudo teórico e experimental para a avaliação da técnica que utiliza equações simplificadas do balanço energético na descarga para descrever seu comportamento elétrico equivalente. Sendo, ao final desse capítulo, obtidos os parâmetros do modelo teórico de uma lâmpada AID-VM de 70 W.

A seguir, no capítulo três, são estudadas as estratégias de alimentação já aplicadas. Observa-se que a ressonância acústica (RA) é o fenômeno que restringe a utilização de potências pulsadas dissipadas pela descarga, o que a torna o principal fator na determinação da técnica

de alimentação a ser empregada pelo reator. Em função disto, foca-se o estudo na técnica de operação baseada na injeção de uma corrente quadrada na lâmpada que, em última análise, equivale a excitação da lâmpada AID com uma potência constante. Também, neste capítulo, são apresentadas as topologias nas quais os estudos dos capítulos seguintes são baseados.

No capítulo quatro é apresentado um estudo do reator de dois estágios propondo uma estrutura que pode ser integrada à estrutura de CFP. Destas estruturas, uma delas é escolhida para se fazer um estudo detalhado. Apesar da estrutura já ser conhecida, esta etapa inicial do trabalho apresenta um novo estudo baseado na injeção de correntes com forma de onda quadrada na lâmpada para a produção de uma potência constante na saída do conversor. Obtém-se assim um comportamento diferente da operação AC, que produz uma potência de saída pulsada e já abordada em outros trabalhos.

No capítulo cinco é apresentado um novo conversor ca-cc de estágio único. Nesta nova estrutura são utilizados os conceitos levantados durante a análise do reator de dois estágios, para se propor uma estratégia de controle da potência de saída baseada na ondulação da tensão no ponto médio dos capacitores de barramento. Esta nova estrutura permite a eliminação de dois interruptores controlados e, com o ajuste adequado, também possibilita a redução dos capacitores do filtro de entrada.

Depois de efetuada a análise das características estáticas e de baixa frequência, dos reatores propostos, no capítulo seis é feito o estudo do comportamento dinâmico do conversor de estágio único. Devido as características desejadas dos elementos L_{Bal} , C_{Bal} , C_{B1} e C_{B2} , para a filtragem da corrente $i_{La}(t)$ e da tensão de barramento $V_B(t)$, o conversor de estágio único pode ser separado em duas estruturas distintas. Esta subdivisão permite que se analisem as características dos dois pseudo conversores de forma isolada. Os modelos equivalentes obtidos são então validados numericamente e posteriormente utilizados para o projeto do controlador do protótipo construído.

Utilizando-se os parâmetros teóricos calculados para o conversor, são projetados os elementos físicos necessários para a construção de um reator empregando a topologia de estágio único, para alimentar uma lâmpada AID-VM de 70 W. Os resultados experimentais obtidos são então apresentados no capítulo sete.

Por fim, são apresentadas as conclusões finais, destacando os resultados obtidos e o que ainda pode ser realizado para completá-los e/ou melhorá-los em futuras aplicações desta topologia.

2 ESTADO DA ARTE NA ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS AID-VM

2.1 INTRODUÇÃO

Convencionalmente, para a alimentação em baixa frequência, utiliza-se como elemento limitador uma indutância. Esse tipo de abordagem, apesar de muito difundida devido a sua simplicidade, robustez e custo reduzido, não permite, com a mesma simplicidade, reduzirem-se efeitos negativos como os causados pelo envelhecimento da lâmpada e variações na fonte de alimentação, ou seja, o controle da potência de saída; além de apresentar-se como uma solução que resulta em elevados peso e volume.

Operando-se em alta frequência, acima de 1 kHz, podem-se, por exemplo, reduzir o peso e o volume da estrutura, devido à diminuição dos elementos magnéticos utilizados; tem-se ainda, com a elevação da frequência de alimentação, a redução do forte comportamento não linear das lâmpadas AID. Em contrapartida, ao excitar as lâmpadas de descarga com correntes em alta frequência excita-se também a RA.

Assim, de nada adianta desenvolver uma topologia com elevados FP e eficiência se, ainda assim, a RA for excitada na descarga. Naturalmente, pensar-se em um reator eletrônico no qual técnicas de eliminação da RA demandam vários estágios de processamento de potência e/ou de técnicas complexas para o seu controle, sem que se projete um conjunto “reator+lâmpada” eficiente não é, devido aos objetivos traçados, aceitável.

Tem-se então que buscar a técnica de alimentação das lâmpadas AID que, ao mesmo tempo, não excite a RA e ainda permita a adequação de fatores elétricos como o FP e a DHT [25].

2.2 ALIMENTAÇÃO DAS LÂMPADAS AID-VM

Sem dúvida o fator mais complexo na alimentação de lâmpadas VM, envolve a eliminação e/ou redução dos processos que causam a excitação da RA. Assim, tanto a determinação do modelo mais adequado para a lâmpada quanto a determinação da topologia de alimentação mais adequada, dependem da análise das técnicas de eliminação da RA e, por consequência, da escolha da abordagem que apresente as características mais interessantes.

Observando-se a Figura 3.9, fica claro que existem três alternativas básicas quando se deseja alimentar as lâmpadas AID com correntes de baixo conteúdo harmônico:

1. CC ou baixa frequência;
2. Sintonizada em alta frequência;
3. Sintonizada em extra-alta frequência.

A alimentação de lâmpadas AID-VM com correntes constantes (CC) apresenta características interessantes quando comparada às abordagens em alta frequência como, a ausência das flutuações de potência que é a fonte e causa da RA. Mesmo porque não se observam ganhos significativos na eficiência luminosa ou no IRC quando da alimentação com correntes alternadas (AC) [30]. O grande empecilho da abordagem CC é a cataforese [5-6, 31] que, como se sabe, é a segregação dos elementos dentro do tubo de descarga. A separação dos aditivos além de alterar as características do espectro luminoso produzido pela lâmpada causa a elevação da temperatura no cátodo e a consequente redução de sua vida útil.

Somente em lâmpadas de AID-VM onde o afastamento entre os eletrodos (*gap*) é pequeno o suficiente ($gap < 1$ cm), consegue-se que os efeitos da segregação dos aditivos não sejam destrutivos. Já em lâmpadas AID-Na, por exemplo, encontram-se modelos com potências superiores aos 250 W alimentadas com corrente CC.

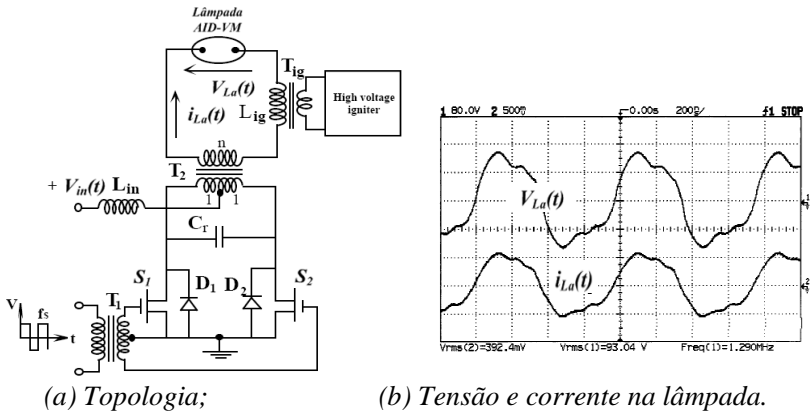
O emprego de reatores para a alimentação com correntes alternadas senoidais em baixa frequência esbarra nas já conhecidas características não lineares da descarga e, em questões como um reator com elevados peso, volume e ruído além de baixa eficiência. No entanto, mesmo operando com uma potência pulsada não se provoca a RA.

O emprego de topologias para a alimentação em alta frequência das lâmpadas de descarga, utilizando correntes de baixo conteúdo harmônico é amplamente difundida [24, 32] e, em especial, podem-se citar as estruturas do tipo *charge-pump* [33-34] aplicadas tanto na

alimentação de lâmpadas fluorescentes [35] quanto de AID–Na [36]. Isto porque, com esta técnica consegue-se construir estruturas com reduzido número de componentes, elevados rendimento e FP.

No entanto, o uso de correntes AC de alta frequência demanda o prévio conhecimento das regiões livres de ressonância (Figura 3.10) e/ou o uso de técnicas avançadas [37–41] para a determinação da ocorrência da RA e, conseqüentemente, de sua correção em operação. Uma vez que as regiões livres de ressonância são dependentes das características das lâmpadas, variando até em elementos do mesmo modelo, a repetibilidade desta abordagem e a aplicação das técnicas necessárias para a correta operação elevam a complexidade das topologias de potência e controle necessários.

Em estruturas sintonizadas em altíssimas frequências [42–43], opera-se em regiões livres da RA (Figura 3.9). Nesta abordagem, apesar de ainda necessitar determinar quais são os limites inferiores de frequência, a corrente injetada oscila com períodos muito reduzidos, quando comparados com as constantes térmicas do plasma, o que para a descarga assemelha-se eletricamente a operação em CC. O grande desafio desta estratégia advém das questões envolvendo a dissipação de potência nos elementos ativos e passivos da estrutura do conversor eletrônico.



(a) Topologia;

(b) Tensão e corrente na lâmpada.

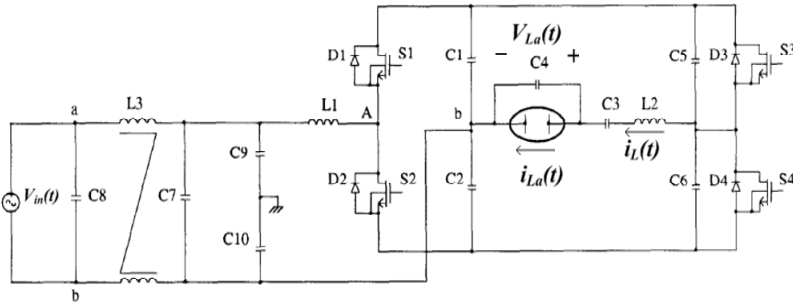
Figura 2.1 – Reator eletrônico de 1,29 MHz [42].

Outra abordagem que pode ser utilizada para minimizar/eliminar a ocorrência da RA é a operação com uma corrente de elevado conteúdo espectral na lâmpada já que, por conseqüência, resulta no espalhamento espectral da potência dissipada pela descarga. Apesar da difícil quantização dos efeitos produzidos pela dispersão do espectro de $i_{La}(t)$, observa-se através de diversos trabalhos envolvendo lâmpadas AID [37,

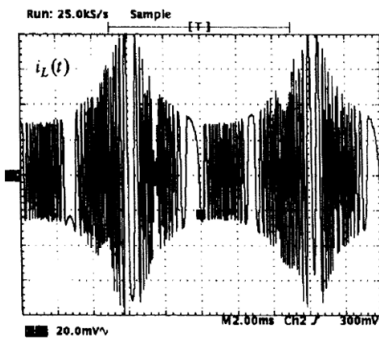
39-40, 44-45], que o espalhamento espectral é capaz de reduzir a excitação da RA.

Idealmente, deseja-se que a distribuição da energia aplicada na lâmpada seja homogênea. Isto sugere que as técnicas baseadas nesta abordagem devam modular a injeção de componentes de ruído branco com a componente fundamental, produzindo resultados semelhantes ao ilustrados na Figura 2.2.

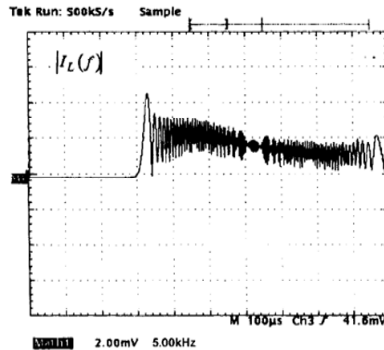
No entanto, para correta aplicação da técnica de espalhamento espectral, as estruturas utilizadas têm de ser capazes de operar em uma elevada largura de banda. Isto dificulta tanto a escolha quanto o projeto dos elementos ativos e passivos da estrutura, que acaba resultando na redução da largura do espectro total produzido (ou na largura de banda). Assim, tem-se que definir questões como, qual a largura de banda da variação da corrente da lâmpada a ser utilizada e se com a restrição das frequências ainda assim não excitaria a RA.



(a) Topologia;



(b) Corrente injetada;



(c) Espectro da corrente.

Figura 2.2 – Injeção de ruído branco [39];

Como pôde ser visto as dificuldades envolvendo a alimentação das lâmpadas AID-VM com correntes alternadas advém das

perturbações no arco causadas por flutuações na potência entregue a lâmpada. Em contrapartida pode-se, por exemplo, aplicar técnicas de CFP de reduzido volume e alta eficiência. Por outro lado, o uso de correntes constantes implica na deterioração das características físicas e luminosas da lâmpada, mas permite a operação livre da RA.

Através da junção das características positivas das duas técnicas, ou seja, com a injeção de correntes quadradas tanto em baixa frequência [46-50] (I-LFSQW – *Low Frequency Square Wave Current*) quanto em alta frequência [43] consegue-se, idealmente, operar com potência de saída constante (Figura 2.3(a)) sem danificar a lâmpada ou prejudicar as características da descarga.

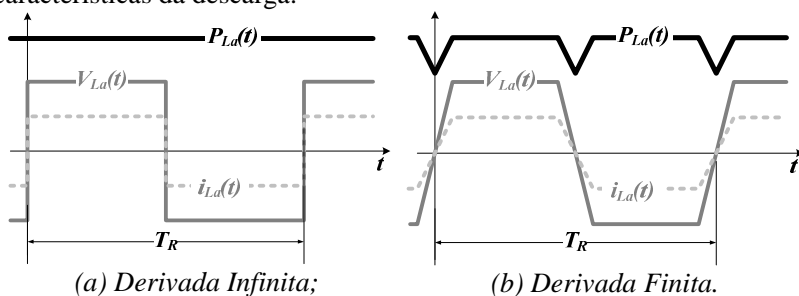


Figura 2.3 – Efeito da derivada de corrente na operação com correntes quadradas:

Ao operar com técnicas que proporcionem a alimentação da lâmpada com potência constante, teoricamente, eliminam-se questões relacionadas à excitação da RA. Na prática, no entanto, a obtenção de $di_{La}(t)/dt$ que não causem perturbações na potência dissipada pela descarga (Figura 2.3(b)) maiores do que 5% de seu valor médio [30, 43, 51-52] e, que venham a excitar a RA ou causem a alteração de suas características [53], implica na elevação do número de estágios necessários no reator. Isto ocorre tanto em reatores com saída em corrente¹⁰ (Figura 2.4(a) e (b)) quanto em reatores com saída em tensão¹⁰ (Figura 2.7).

Como consequência direta da posição do elemento limitador de corrente, estruturas com elevadas derivadas de inversão de corrente $di_{La}(t)/dt$, só têm sido obtidas através de conversores com dois ou mais estágios [46-47, 50, 54]. Enquanto os estágios de entrada das

¹⁰ Vale observar que os termos “fonte de tensão” e/ou “fonte de corrente” são utilizados para descrever os estágios ativos de processamento de potência imediatamente antes da lâmpada.

topologias são responsáveis pela redução da THD da corrente de entrada e pela produção de uma corrente CC com baixo conteúdo espectral, o estágio de saída funciona apenas como um inversor de corrente (ICC/ICA).

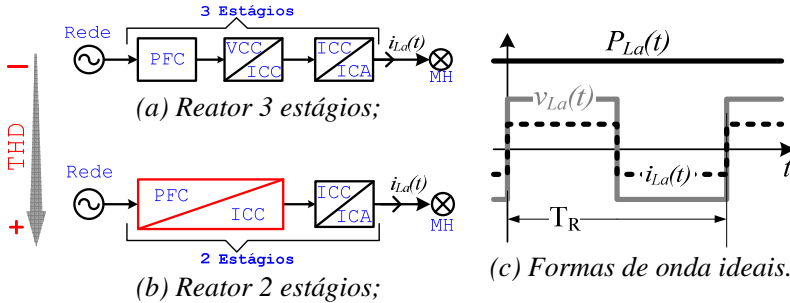
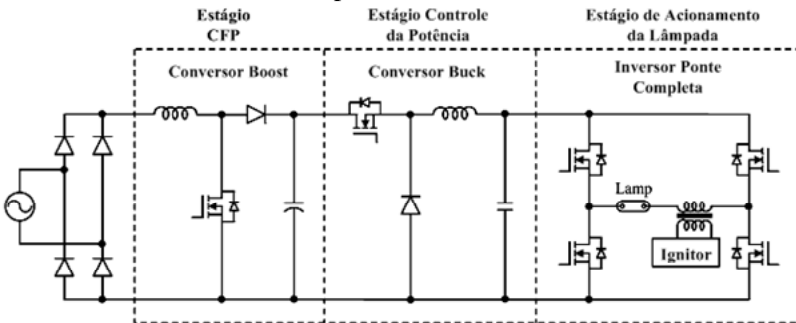
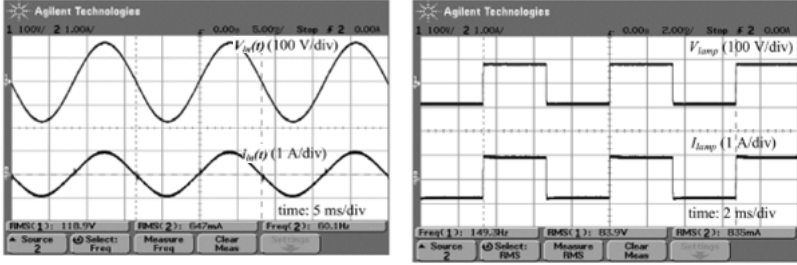


Figura 2.4 – Diagrama de blocos de reatores I-LFSQW com saída em de corrente.

O reator apresentado na Figura 2.5(a) demonstra, claramente, a configuração de três estágios descrita pela Figura 2.4(a). Uma das grandes vantagens, do emprego de múltiplos estágios, fica evidente em [54] quando se observa a ótima qualidade tanto da corrente drenada da fonte de alimentação quanto da corrente disponibilizada para a lâmpada. Isto se traduz em um $FP \geq 0.98$ e uma oscilação em $P_{La}(t) < 5\%$, em qualquer situação de carga e tensão de alimentação exploradas. Apesar de conseguir em [54] uma eficiência de 90%, dado o elevado número de interruptores controlados e estágios de processamento de energia, o número de *drivers* necessários e de laços de controle/proteção, a abordagem de três estágios apresenta-se como uma solução, visivelmente, volumosa e complexa.



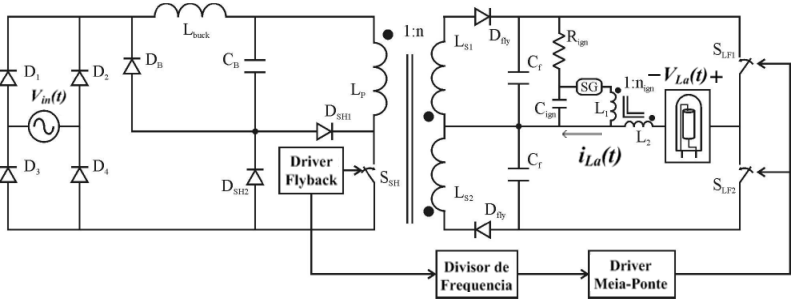
(a) Estrutura do reator;



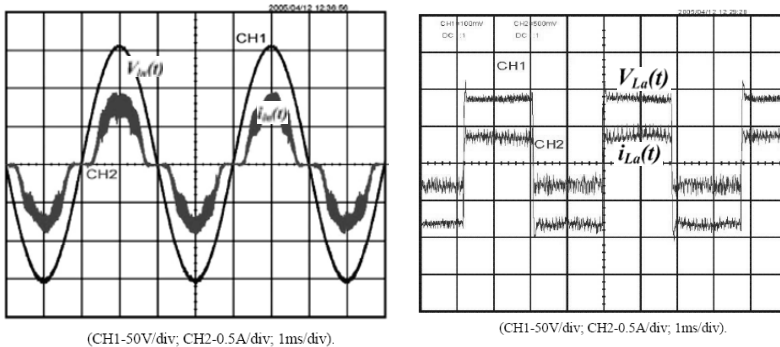
(b) Tensão e corrente de entrada; (c) Tensão e corrente na lâmpada.

Figura 2.5 – Estrutura de um reator I-LFSQWi de três estágios[54].

Um exemplo de reator de dois estágios com saída em corrente está ilustrado na Figura 2.6 [50]. Nesta estrutura tanto a corrente nos indutores do estágio Buck quanto à do indutor do estágio Flyback operam no modo descontinuo. Assim, os capacitores de filtragem C_F (Figura 2.6(a)), são responsáveis por filtrar as componentes de alta frequência contidas em $i_{La}(t)$ que, como pode ser visto na Figura 2.6(c), afetam diretamente o conteúdo espectral da corrente na lâmpada. Nesse artigo, foi utilizada a técnica de medição da RA apresentada em [52], e não se observa distorções no arco para ondulações em $i_{La}(t)$ menores do que 5%.



(a) Estrutura do reator;



(b) Tensão e corrente de entrada; (c) Tensão e corrente de saída.

Figura 2.6 – Estrutura de um reator I-LFSQW de dois estágios [50].

Inserindo, no ramo da lâmpada, o elemento limitador de corrente passivo ‘Z’ (Figura 2.7), consegue-se compensar a característica negativa da descarga e, elimina-se então a necessidade do estágio ICC/ICA, com isso obtendo-se um reator com “saída em tensão”¹⁰, [48-49, 55-56].

Nesta abordagem apenas a tensão de saída do estágio VCA é imposta e o comportamento dinâmico de $i_{La}(t)$ depende diretamente dos elementos que compõe ‘Z’. Esta característica traz consigo algumas desvantagens, pois, à medida que se opera com os elementos de Z para reduzir os efeitos negativos das ondulações em alta e baixa frequência em $i_{La}(t)$, reduz-se a inclinação em que ocorre a sua inversão de polaridade (Figura 2.7(c)), o que leva a distorção da potência dissipada pelo arco.

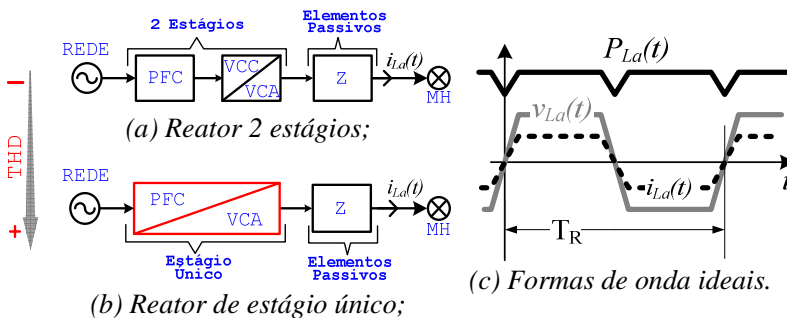


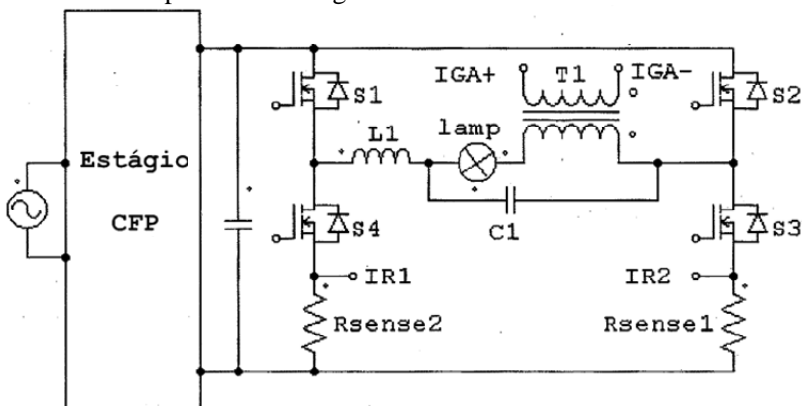
Figura 2.7 – Diagrama de blocos de reatores I-LFSQW com saída em tensão.

Em estruturas I-LFSQW_v, para que as correntes no elemento de filtragem/limitador sejam contínuas [48] ou descontínuas [55] o emprego de elementos adicionais para o condicionamento de $i_{La}(t)$ é

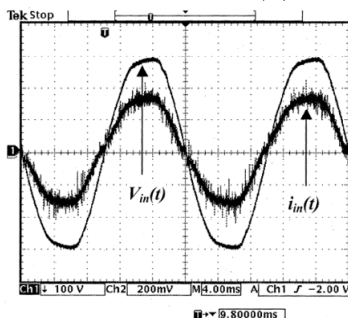
indispensável. Dentre as diversas configurações utilizadas (Figura 1.11) um simples par “LC”, dada a sua simplicidade, serve de base para um grande número de topologias.

Na Figura 2.8 [48], por exemplo, emprega-se a abordagem I-LFSQWv de dois estágios (Figura 2.7(a)). Devido à utilização do estágio CFP, do ponto de vista da rede não há diferenças em relação à abordagem anterior, ou seja, elevados FP e reduzidas DHT na corrente de entrada (Figura 2.8(b)) para a faixa de operação explorada. O aspecto interessante a observar é o reduzido tempo de inversão ($\delta < 2 \mu\text{s}$) conseguido pelos autores, graças ao reduzido valor de $L1 = 400 \mu\text{H}$ que é consequência da elevada frequência de comutação $F_s = 100 \text{ kHz}$.

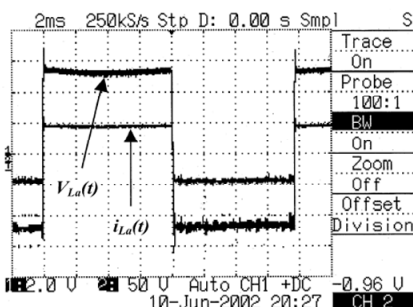
Em contrapartida, devido ao elevado valor de $C1 = 500 \text{ nF}$, não se pôde explorar os benefícios da partida ressonante. Além disto, a eficiência $\eta \leq 90\%$ é relativamente baixa, mesmo sendo esta uma estrutura com apenas dois estágios.



(a) Estrutura do reator;



(b) Tensão e corrente de entrada;

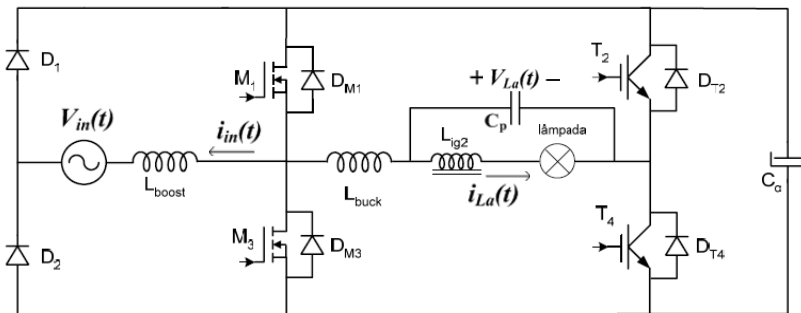


(c) Tensão e corrente de saída.

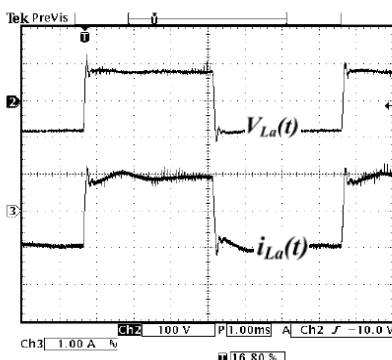
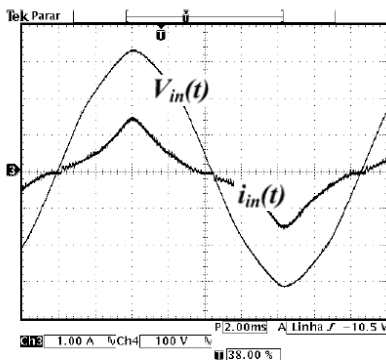
Figura 2.8 – Estrutura de um reator I-LFSQWv de dois estágios [48].

Em [56], por exemplo, dá-se um passo em direção a uma estrutura I-LFSQW_v de estágio único. Nela se utilizam os interruptores M_1 e M_3 do inversor de tensão (Figura 2.9(a)) para operar também como estágio de CFP (Figura 2.7(b)). Como consequência, a corrente $i_{in}(t)$ é mantida no MCD, sendo necessária ainda a utilização de uma estrutura adicional de filtragem para remover o seu conteúdo de alta frequência.

Durante $T_R/2$, a corrente $i_{La}(t)$ é mantida no MCC e os elementos passivos L_{buck} e C_p têm a função de limitar a amplitude da corrente $i_{La}(t)$ e filtrar suas componentes espectrais na faixa da frequência de comutação, ou seja, emprega-se um simples par LC. Nesta estrutura, dados os parâmetros do reator, foi empregado um indutor de saída $L_{buck} = 2,2\text{mH}$, como consequência foi obtido um $\delta \approx 40 \mu\text{s}$.



(a) Estrutura do reator;



(b) Tensão e corrente de entrada;

(c) Tensão e corrente de saída.

Figura 2.9 – Integração dos estágios CFP e inversor de alta frequência [56].

O Quadro 2.1 tenta condensar, de forma qualitativa, algumas das características observadas nas técnicas de alimentação de lâmpadas AID. Partindo-se da premissa de que não se desejam deteriorar as

características luminosas das lâmpadas e excitar a RA, nem um reator com elevados volume e complexidade, observa-se que as técnicas I-LFSQW reúnem as propriedades mais atraentes.

Quadro 2.1 – Características na alimentação de lâmpadas AID.

Técnica	Aspecto	Controle Estágios	Frequência Saída	Catódos e	RA	P_{La}
CA	I-LFSQWi	Complexo	Constante	Não	Improvável	Constante
	I-LFSQWv	Pouco	Constante	Não	Pouco Provável	Flutuações
	HF	Muito Complexo	Variável	Não	Provável	Pulsante
	LF	Simple	Constante	Não	Improvável	Pulsante
	CC	Simple	Constante	Sim	Impossível	Constante

Dentre as estruturas que utilizam a técnica I-LFSQW, aplicadas nas lâmpadas AID-VM, observa-se que quando se deseja privilegiar o baixo conteúdo espectral da potência na lâmpada, as estruturas I-LFSQWi sempre produzirão resultados mais próximos dos ideais. Em contrapartida, opera-se com um número maior de estágios, o que pode levar a redução da eficiência e a elevação da complexidade, quando se compara com as estruturas I-LFSQWv.

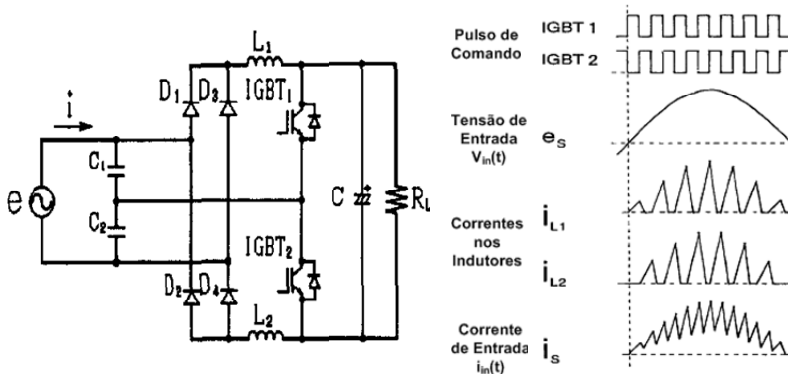
Outro aspecto interessante é a deterioração na DHT, com a conseqüente redução do FP, sempre que se deseja efetuar a integração de estágios de CFP e inversor. Isto ocorre tanto nas estruturas I-LFSQWi (Figura 2.4(b)) quanto nas I-LFSQWv (Figura 2.7(b)). As estruturas I-LFSQWv, no entanto, mostram-se mais susceptíveis a alterações em seus blocos básicos e em especial no tocante a redução do número de estágios do conversor.

Devido a RA, dá-se prioridade para a manutenção das características da potência entregue a lâmpada. Assim, qualquer integração que envolva o estágio de CFP deve permitir o controle de $i_{La}(t)$ em detrimento de possíveis distorções em $i_{in}(t)$. O que, por exemplo, é observado nas correntes de entrada de [50, 56] como conseqüência de manter $i_{in}(t)$ no MCD.

Como alternativa para a redução da DHT de $i_{in}(t)$, buscou-se em conversores monofásicos uma estrutura capaz de operar como estágio de CFP não controlado, que fosse ao mesmo tempo capaz de produzir uma $i_{in}(t)$ dentro dos limites impostos [25] e servir de estágio inversor para a

aplicação da técnica I-LFSQW_v. Desta procura resultou a estrutura apresentada na Figura 2.10.

A grande vantagem desta configuração advém da redução nas descontinuidades na corrente $i_{in}(t)$, pois é uma composição de correntes no MCD (i_{L1} e i_{L2}) nos nós de entrada da fonte de alimentação (Figura 2.10(b)).



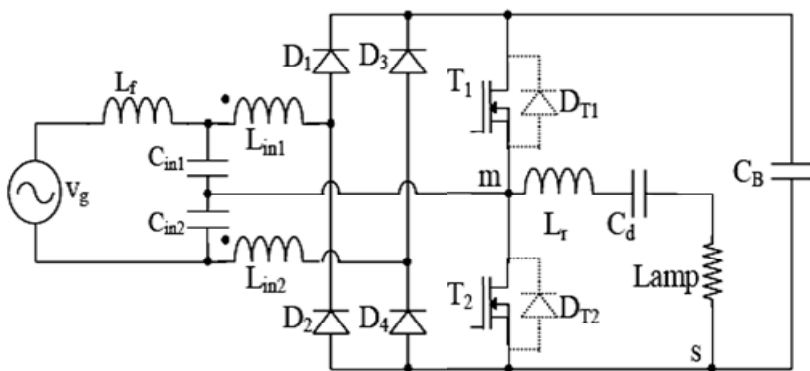
(a) Topologia do conversor;

(b) Formas de onda ideais.

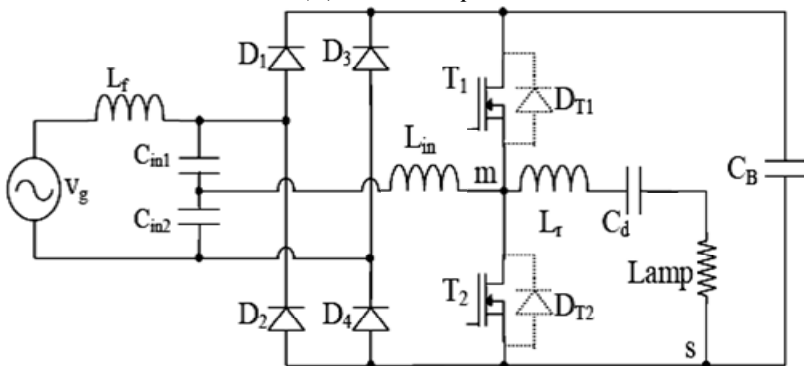
Figura 2.10 – Estrutura monofásica com estágio de CPF [57].

Existem ainda outras variações topológicas de [57]. Por exemplo, pode-se deslocar os indutores L_1 e L_2 para o lado CA (Figura 2.11), o que permite o melhor aproveitamento das suas características magnéticas. Em [35, 58-59] explora-se o acoplamento aditivo dos indutores de filtragem para a redução da DHT o que reduz também o número de elementos magnéticos, mas, provavelmente, eleva o volume total do conversor devido à adição das correntes durante as etapas de operação.

Como alternativa, existe a configuração com um simples indutor conectado ao ponto central do braço inversor (Figura 2.11(b)). Assim como o acoplamento, isto também permite o emprego de um único elemento magnético no estágio CFP, no entanto, a corrente de entrada passa a ser descontínua o que implica na utilização obrigatória do elemento L_f para a filtragem de $i_{in}(t)$.



(a) Indutor duplo;



(b) Indutor simples.

Figura 2.11 – Reatores com ligação direta [35].

2.3 ESTRUTURAS PROPOSTAS

Apesar de desenvolvida e aplicada para a operação com corrente CA de alta frequência, a estrutura apresentada na Figura 2.11, quando reconfigurada para a operação com correntes quadradas, traz consigo características interessantes como a redução do conteúdo harmônico da corrente $i_{in}(t)$ e a possibilidade de agrupar as estruturas de retificação, CFP e inversor em apenas um estágio. Isto fica claro ao observar a Figura 2.12, onde está a topologia proposta para um reator I-LFSQW_v de dois estágios.

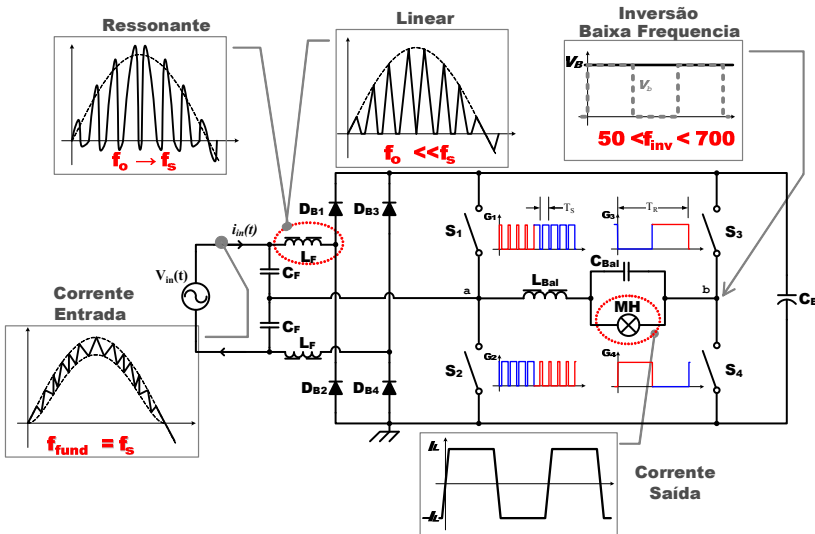


Figura 2.12 – Estrutura proposta para o reator I-LFSQW_v e dois estágios.

Basicamente, utiliza-se a estrutura de dois indutores (Figura 2.11(a)) como estágio de CFP, associada a um braço inversor comutando em baixa frequência, composto pelos interruptores S_3 e S_4 , para produzir a corrente de saída desejada.

A variação topológica necessária, para a redução do número de estágios do reator, vem da substituição do braço inversor de baixa frequência do conversor I-LFSQW_v de dois estágios (Figura 2.12), por duas fontes de tensão, ou seja, por capacitores de alto valor (C_{B1} e C_{B2} – Figura 2.13). Assim, chega-se na estrutura I-LFSQW_v de estágio único proposta para a alimentação de lâmpadas AID-VM.

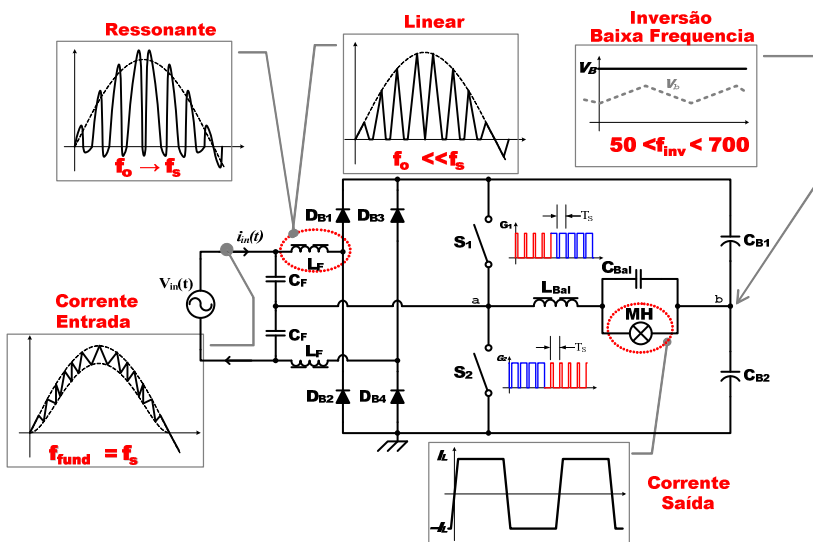
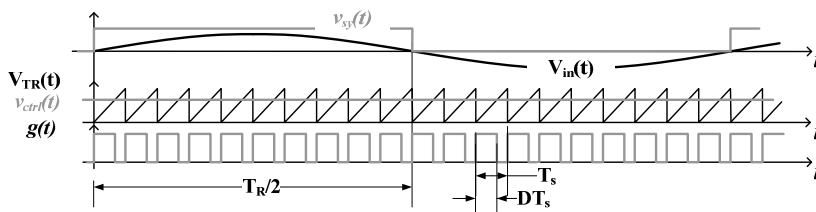


Figura 2.13 – Estrutura proposta para o reator I-LFSQWv de estágio 2.3.1 Modulação

A análise das técnicas de alimentação das lâmpadas AID, buscando a eliminação da RA, deixa claro que o uso de estratégias complexas de controle e/ou modulação, quer sejam para o espalhamento espectral de $P_{La}(t)$ quer sejam para o rastreamento de $i_{La}(t)$, são sim capazes de eliminar tal fenômeno. Assim não há sentido no uso dos I-LFSQWv se esses forem baseados em técnicas igualmente complexas de modulação.

A Figura 2.14 ilustra, de forma simplificada, a estratégia de modulação utilizada nos conversores de um e dois estágios que, claramente, baseiam-se na modulação PWM [22-23] clássica.



(a) Formas de onda básicas do modulador PWM.

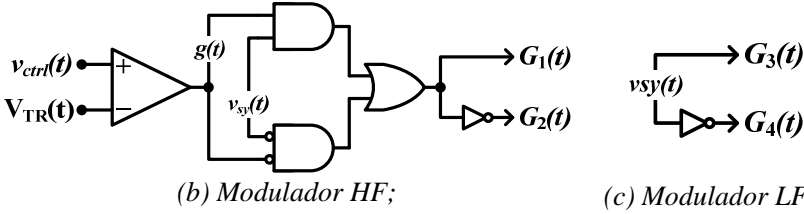


Figura 2.14 – Estratégia de modulação dos conversores I-LFSQWv de um e dois estágios.

Aplicando-se os pulsos de comando, produzidos pelos moduladores de alta e baixa frequência (Figura 2.14(b) e (c)), aos interruptores da estrutura de dois estágios (Figura 2.12) produz-se, idealmente, as tensões e correntes ilustradas na Figura 2.15.

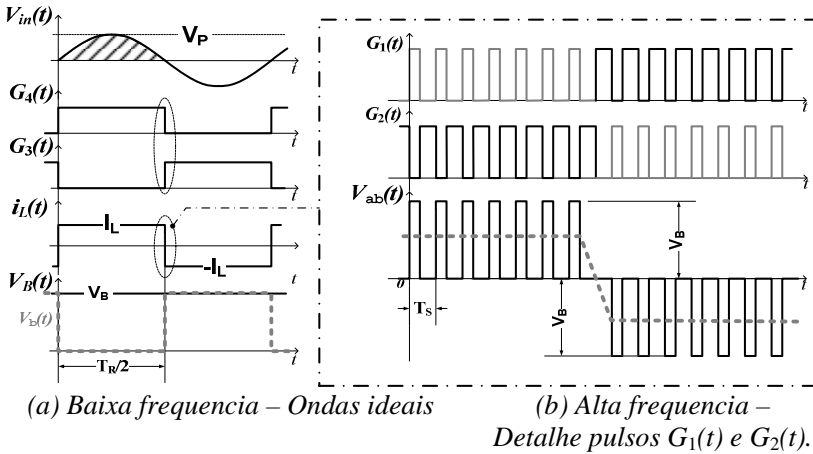


Figura 2.15 – Comando dos interruptores do conversor I-LFSQWv de dois estágios.

Ao substituir o braço de interruptores de L_F por C_{B1} e C_{B2} reduz-se o número de níveis na tensão de saída de três para dois (Figura 2.16(b)), no entanto, o valor médio instantâneo [22] tensão $V_b(t)$ permanece igual ao do conversor de dois estágios (2.1).

$$\widehat{V_{ab}(t)} \Big|_{T_R} = \frac{1}{T_R} \int_{T_R/2}^{T_R} V_B dt = \frac{V_B}{2} \quad (2.1)$$

Assim, apenas com a mudança da razão cíclica (D), da tensão de barramento ou dos elementos passivos que compõe o reator pode-se chegar a resultados equivalentes.

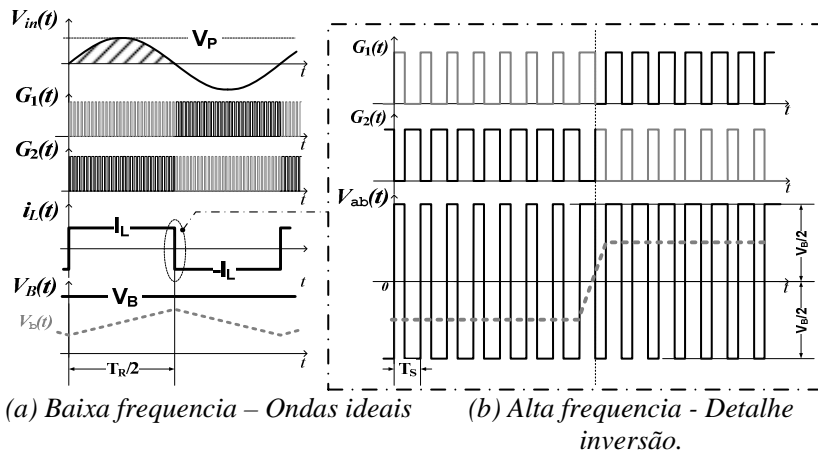


Figura 2.16 – Comando dos interruptores do conversor I-LFSQWv de estágio único.

2.4 DISTORÇÕES NA POTÊNCIA DISSIPADA PELA DESCARGA

Observando às técnicas de alimentação de lâmpadas AID-VM ficam evidentes as vantagens das abordagens I-LFSQW, basicamente devido a redução das flutuações em $P_{La}(t)$. No entanto, no caso específico da técnica I-LFSQWv, ocorrem distorções inevitáveis na potência de saída (Figura 2.7(c)), que, se não controladas, podem causar oscilações perceptíveis na luminosidade e, também, excitar a RA devido a produção de componentes espectrais em $i_{La}(t)$ e/ou $P_{La}(t)$ com amplitudes superiores ao limite empírico de 5% [30, 43, 51, 53, 60].

Pode-se realizar a análise teórica das distorções produzidas na potência dissipada pelo arco, durante as inversões, através das equações simplificadas do comportamento elétrico aproximado da lâmpada. Isto porque, apesar de não linear, pode-se considerar a descarga como um elemento puramente dissipativo (3.6), ou seja, um resistor.

Além disto, como não se desejam picos ou oscilações em $P_{La}(t)$ durante as inversões de polaridade de $v_{La}(t)$ e $i_{La}(t)$, considera-se, para fins de simplificação, que o sistema “filtro+lâmpada” pode então ser descrito como de 1ª ordem ou mesmo de 2ª ordem, porém, superamortecido. Logo, para uma entrada em degrau como a apresentada na Figura 2.17, pode obter-se que:

$$\widehat{i_{La}(t)} = 2I_{La} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) - I_{La} \quad \forall 0 < t \leq T_R/2 \quad (2.2)$$

$$\widehat{v_{La}(t)} = 2V_{La} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) - V_{La} \quad \forall 0 < t \leq T_R/2 \quad (2.3)$$

Com o auxílio de (2.2) e (2.3) chega-se a (2.4).

$$\widehat{P_{La}(t)} = \widehat{v_{La}(t)} \cdot \widehat{i_{La}(t)} = V_{La} I_{La} \left(2e^{-t/\tau} - 1 \right)^2 \quad (2.4)$$

Traçando-se (2.4), utilizando $T_R/2$ como período de inversão (Figura 2.17) fica evidente a distorção ocasionada em $P_{La}(t)$, bem como a sua clara dependência da constante de tempo ‘ τ ’.

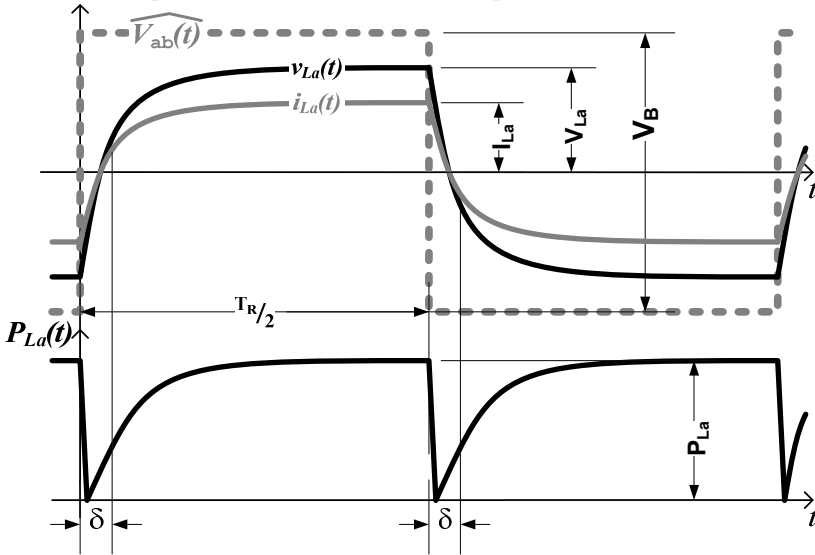


Figura 2.17 – Distorção aproximada na potência de saída.

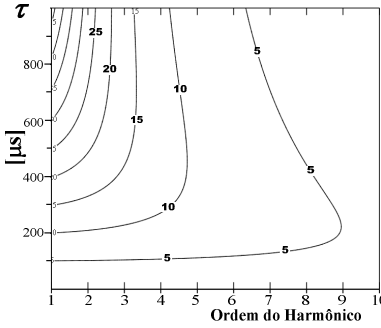
De posse da expressão aproximada de $P_{La}(t)$ (2.4) tem-se nos termos de sua expansão em série de Fourier (Anexo A) uma forma quantitativa para a avaliação da distorção durante a inversão de polaridade. Para tal, aplica-se a $\mathbb{F}\{\widehat{P_{La}(t)}\}$ chegando-se aos coeficientes:

$$\begin{aligned} a_v &= \frac{2}{T_R} \int_0^{T_R/2} \left(2e^{-t/\tau} - 1 \right)^2 dt \\ &= \left[1 - 4\psi \left(e^{-1/\psi} + 1 \right) + 8\psi e^{-1/2\psi} \right] \because \psi = \tau/T_R \end{aligned} \quad (2.5)$$

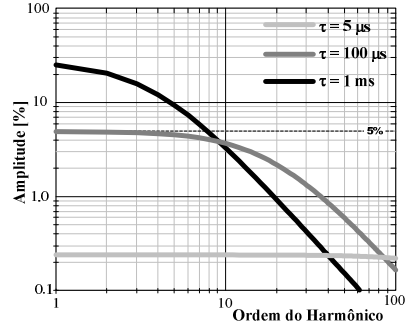
$$a_n = \frac{8\psi(e^{-1/2\psi} - 1) \left[(8\pi^2\psi^2 n^2 - 1) + (16\pi^2\psi^2 n^2 + 1)e^{-1/2\psi} \right]}{(1 + 20\pi^2\psi^2 n^2 + 64\pi^4\psi^4 n^4)} \quad (2.6)$$

$$b_n = - \frac{16\pi\psi^2 n(e^{-1/2\psi} - 1) \left[(16\pi^2\psi^2 n^2 + 1)e^{-1/2\psi} - 3 \right]}{(1 + 20\pi^2\psi^2 n^2 + 64\pi^4\psi^4 n^4)} \quad (2.7)$$

Fica claro, ao variar τ (Figura 2.18(a)), que a amplitude normalizada¹¹ das componentes A_n (A.6) nunca excede 5% para $\tau < 100\mu s$, para qualquer harmônico que $P_{La}(t)$ possa conter (Figura 2.18(b)). Logo, o valor da constante τ se apresenta como a primeira restrição de projeto/operação dos conversores baseados na técnica I-LFSQW $_{\nu}$.



(a) Componentes de “baixa” ordem;



(b) Componentes de “alta” ordem.

Figura 2.18 – Amplitude normalizada das componentes espectrais de $P_{La}(t)$.

¹¹ A normalização efetuada foi: $\overline{A_n} = A_n / a_{\nu} |-\theta_n$

2.5 CONCLUSÃO

A vasta gama de trabalhos analisados demonstra que a técnica mais aceita como capaz de eliminar, ou ao menos reduzir, a ocorrência da RA utiliza a alimentação com correntes quadradas em baixa frequência (50 Hz – 400 Hz) para que a lâmpada opere com potência constante. Isto porque, se observou ao longo da evolução dos trabalhos envolvendo as técnicas de alimentação destas lâmpadas, que são as oscilações de potência o principal mecanismo de excitação da RA.

Ao optar pela técnica de alimentação I-LFSQW, concentrou-se a análise na busca de estruturas capazes de integrar os estágios CFP, inversão em alta e baixa frequência e limitação da corrente na lâmpada, empregando o menor número de estágios controlados possível.

Nesta busca, observam-se as características interessantes de algumas topologias tanto na redução do número de estágios, quanto na forma de alimentação da lâmpada. Essencialmente, concluiu-se que para beneficiar a potência na lâmpada, ou seja, o seu baixo conteúdo espectral tem-se que buscar um estágio de entrada de CFP capaz de operar sem qualquer intervenção de estruturas de controle, para que se possa integrar a esse estágio o estágio inversor.

Determinou-se então pesquisar duas variações topológicas, de estruturas conhecidas na literatura, capazes de eliminar o estágio inversor de corrente através do deslocamento do elemento limitador de corrente, e de integrar o estágio de CFP ao inversor de tensão. A primeira das topologias ainda possui dois estágios e a segunda emprega apenas dois interruptores controlados comutando em alta frequência, o que, nesse estudo, convencionou-se considerar de estágio único.

Por basear a operação dos conversores na técnica I-LFSQWv a análise da distorção causada em $P_{La}(t)$ é indispensável. Isto porque se deseja a minimização das distorções na potência dissipada ou, ao menos, garantir que o limite empírico de 5% seja sempre atingido. Assim, considera-se que a resposta dinâmica de $i_{La}(t)$ a degraus em $V_{ab}(t)$ é do tipo amortecida ou superamortecida, ou seja, exponencial e definida por uma constante de tempo equivalente “ τ ”.

Da análise da distorção de $P_{La}(t)$, utilizando a resposta exponencial, chega-se a conclusão que, independente do valor do par LC utilizado no filtro de saída e das variações em R_{La} que a constante de tempo “ τ ” não deve exceder 100 μ s.

3 ESTUDO DOS MODELOS ELÉTRICOS DE LÂMPADAS AID-VM

3.1 INTRODUÇÃO

Dentre as fontes de luz existentes, as lâmpadas AID despertam interesse em aplicações nas mais diversas áreas como, por exemplo, na iluminação residencial e comercial. Porém, devido ao elevado número de variações existentes, dentro desta família, algumas características, como elevada vida útil, eficiência luminosa, índice de reprodução de cores, densidade de potência, entre outras, apresentam-se dispersas. O resultado disto culmina na restrição do uso de modelos de lâmpadas AID em aplicações específicas.

Esta segregação de características faz com que as lâmpadas AID-VM tornem-se uma das alternativas mais interessantes dentre as de AID. Isto porque, apesar de não apresentar a maior vida útil ou a maior eficiência luminosa ela consegue agrupar, simultaneamente, a melhor combinação de parâmetros quando comparada com lâmpadas como a AID-Hg e a AID-Na.

Observa-se nesse tipo de lâmpada, assim como em outras de sua família, o comportamento incremental negativo em sua impedância equivalente. Devido a este efeito, a corrente que circula pela lâmpada tende a valores destrutivos a menos que seja inserido um elemento limitador de corrente, um *Ballast*, como já foi definido.

Como o processo de criação de manutenção do arco, no tubo de descarga, envolve processos eletroquímicos muito complexos, a redução das não linearidades no comportamento elétrico das lâmpadas AID-VM simplifica seu processo de integração com a sua estrutura de alimentação.

No entanto, lâmpadas AID quando alimentadas em alta frequência tendem a desenvolver um fenômeno denominado Ressonância Acústica (RA), ocasionado por flutuações de pressão e temperatura que levam a produção de ondas de pressão estacionárias dentro do tubo de descarga, que podem causar desde pequenas flutuações na potência irradiada até a extinção do arco.

As frequências em que esse fenômeno ocorre estão ligadas a características como: a geometria do tubo de descarga, a composição dos gases constituintes, a pressão, entre diversos outros fatores; assim, a operação da lâmpada com correntes de frequência elevada onde ocorra a pulsação da potência entregue a lâmpada, torna a excitação de um ou de vários modos de vibração inevitável. Esse efeito é ainda mais

pronunciado em lâmpadas AID-VM de baixa potência, 32 W a 75 W, devido à proximidade dos eletrodos.

Tem-se então a escolha da abordagem de alimentação das lâmpadas AID-VM, ou, em última análise, a topologia do reator utilizado, diretamente atrelada ao comportamento dinâmico da lâmpada.

3.2 CARACTERÍSTICAS DAS LÂMPADAS AID-VM

Quando uma corrente de elétrons circula por um meio gasoso, produz um plasma fracamente ionizado. A potência aplicada a esta descarga aquece tanto o gás quanto o tubo de descarga e os eletrodos, sendo que apenas uma parte da potência aplicada na descarga, é transformada em radiação e consegue escapar do tubo (Figura 3.1). Basicamente, a produção da radiação decorre do decaimento dos átomos e moléculas a níveis menos energéticos [5, 31], dos elementos contidos no gás, excitados devido às elevadas temperaturas na coluna central da descarga 4.000–6.000 K.

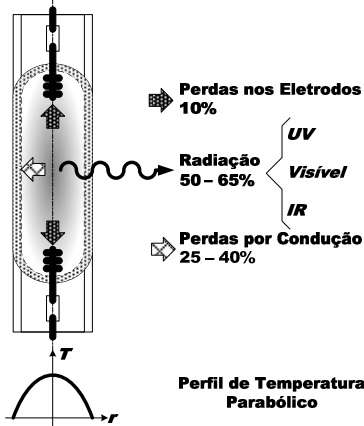


Figura 3.1 – Distribuição das dissipações de potência em lâmpadas de AID [31].

Graças às reduzidas condutividades térmicas dos gases, normalmente utilizados [4, 61], a descarga possui um gradiente radial de temperatura elevado. Assim, na parede interna do tubo de descarga a temperatura oscila entre 1.000 e 1.200 °C. O que permite a operação segura da lâmpada com tubos de quartzo ou cerâmicos. Ainda, a temperatura cinética¹² dos átomos e moléculas contidas no gás é

¹² Temperatura cinética é uma forma de se definir a temperatura de um gás em relação a energia cinética média de seus átomos e moléculas. Por exemplo, em uma substância

localmente muito próxima da dos elétrons (10–20 °C [31]). Com isto, pode-se considerar que os elementos excitados dentro do tubo estão em LTE – do inglês *Local Thermal Equilibrium* – com a temperatura cinética dos elétrons.

Assim a concentração de átomos, tal qual a dos elétrons, é maior no centro da coluna de descarga, sendo praticamente desprezível para 0,5–0,6 do raio (r) do tubo de descarga. Isto dá ao arco um aspecto afilado, mesmo quando o perfil de temperatura pode ser descrito de forma relativamente regular [4, 31] (Figura 3.1).

Quanto a mistura de elementos, para a composição do gás de descarga das lâmpadas AID–VM, deseja-se que a radiação emitida possua o máximo de linhas espectrais possíveis dentro da faixa visível do espectro. Com a utilização de pressões adequadas dos componentes pode-se conseguir que tais linhas, decorrentes das interações elétron-elétron, elétron-íon, etc, possuam um pequeno espalhamento e com apenas uma pequena parcela da radiação, produzida na descarga, com comprimentos de onda na faixa do infravermelho (700 nm ~ 1 mm).

Observando-se as lâmpadas AID–VM encontram-se muitos aspectos similares em relação às HPS, quando se analisam os elementos principais constituintes do gás de base para a formação do plasma, que no caso das lâmpadas AID–VM é o vapor de mercúrio. O vapor de mercúrio é utilizado como principal constituinte da maioria das lâmpadas AID, por reduzir a condutividade térmica e a viscosidade do plasma a níveis onde as perdas por condução e convecção possuam valores aceitáveis, quando comparadas as perdas por irradiação [31, 61]. A característica diferenciada das lâmpadas AID–VM, então, advém dos haletos metálicos adicionados a esta base de vapor de mercúrio.

As moléculas do gás de base servem para o transporte dos átomos não voláteis dos aditivos, concentrados nas regiões mais próximas da parede do tubo de descarga, para o centro da coluna do plasma. Ao entrarem nas regiões mais aquecidas do arco, as moléculas são dissociadas, liberando os átomos dos elementos metálicos para então serem excitados e ionizados. Em decorrência desse processo, de dissociação na coluna central e recombinação nas paredes do tubo, os átomos dos metais adicionados a base introduzem no espectro as suas linhas espectrais características.

Encontram-se na literatura [31, 61-63] as mais diversas combinações de elementos metálicos para a composição dos aditivos das

lâmpadas AID-VM. Isto porque cada elemento adicionado a mistura além de alterar as características do espectro produzido, altera também o comportamento do arco. Por exemplo, o uso de $\text{ScI}_3 + \text{NaI}$; onde o Tri-iodeto de Escândio (ScI_3) tem a função de acionar milhares de linhas espectrais na descarga mas que também causa a constrição do arco o que pode levar a instabilidade do plasma nas paredes do tubo de descarga. Daí advém à utilização do Tri-iodeto de Sódio, que, através da adição de elétrons livres as regiões menos aquecidas da descarga [64], possibilita a estabilização do arco nas regiões próximas da parede do tubo.

Encontram-se ainda outras formulações baseadas em iodetos de Hólmio (Ho), Disprósio (Dy) e Túlio (Tm) usados em combinação com iodetos de Sódio (Na) ou Tálio (Tl) [5, 61, 63]. Os haletos de terras raras são empregados para adicionarem linhas espectrais, enquanto os outros aditivos têm a função de dar estabilidade para a descarga e alterar as suas características de cor.

A elevação no número de raiais espectrais, proporcionada pela introdução dos aditivos, tem ainda outra característica interessante, que é a redução da temperatura da coluna central do plasma (5.000–5.500K), como consequência da elevação das perdas por radiação produzida pela descarga.

Mesmo com esta redução ainda se conseguem obter perdas por radiação maiores do que 75% da potência total dissipada [63]. Por exemplo, a radiação produzida pela adição do $\text{ScI}_3 + \text{NaI}$ possui mais de 50% de sua energia na faixa visível da luz, o que representa um ganho significativo no espectro produzido quando se observa que o vapor de mercúrio possui apenas 23% de sua radiação dentro da faixa visível.

Características como essas fazem das lâmpadas AID-VM fontes de luz com excepcional desempenho, com eficiências que alcançam os 100 Lm/W em lâmpadas com potências no entorno dos 400 W, o que representa um aumento de 5 a 6 vezes em relação às lâmpadas incandescentes por exemplo.

3.3 COMPORTAMENTO ELÉTRICO DAS LÂMPADAS AID-VM

Como se pode perceber através da descrição das características elementares, as lâmpadas AID-VM são dispositivos extremamente complexos, que envolvem um número elevado de parâmetros durante o seu ajuste para a obtenção do desempenho desejado.

Embora se encontrem trabalhos relacionados com as descrições físicas e elétricas de vários tipos de lâmpadas de descarga, de alta e baixa pressão [14-17, 65-66], quando se analisam os trabalhos

desenvolvidos para a descrição dos fenômenos envolvidos no funcionamento das lâmpadas AID-VM [67-68], ainda não se observam modelos ou métodos que descrevam de forma adequada a sua operação, dificultando a sua análise com o uso de ferramentas CAD – *Computer Aided Design* – e a integração com as estruturas de alimentação.

Dada a complexidade envolvida para descrever tais interações entre os elementos no interior do tubo de descarga, uma abordagem usual para modelar o comportamento se dá através do uso de métodos numéricos. Nesta linha de pesquisa observam-se essencialmente duas abordagens:

1. Térmica – trata-se a descarga como uma fonte de calor e empregam-se aproximações teóricas para estimar as parcelas referentes ao balanço de potência no arco para, assim, obterem-se os fluxos de calor através das paredes do tubo e nos eletrodos e, por conseqüência, as temperaturas nessas regiões;
2. Equilíbrio de Potência/Energia – busca quantificar os elementos da equação do balanço de potência, para daí determinar o comportamento elétrico da lâmpada e a eficiência na conversão de energia elétrica em radiação útil;

Supondo-se que o sistema formado pelos gases de descarga na lâmpada possui LTE, para simular seu comportamento tem-se que resolver simultaneamente as equações de balanço de energia, a continuidade de massa, a equação de equilíbrio de ionização de Saha e de equilíbrio químico. Somente as soluções das equações que compreendem o equilíbrio químico já representam um esforço elevado, pois tem-se que considerar os efeitos de transporte molecular devido aos fenômenos de convecção e difusão, isto considerando-se que a descarga está em regime [31, 61, 63].

Em (3.1) tem-se a equação de balanço de energia na descarga, desprezando-se os termos referentes aos efeitos relacionados à convecção [31]. Resolvendo-a dá-se origem ao perfil de temperatura axial e longitudinal da descarga, porém, o processo de solução dá-se através de sucessivas aproximações ou iterações.

$$\underbrace{\nabla \cdot [\kappa \nabla T]}_{\text{Fluxo de Calor Conduzido}} = \underbrace{\sigma(T) E^2}_{\text{Potência de Entrada}} - \underbrace{\int \varepsilon_r(T, \nu)}_{\text{Emissão}} + \underbrace{\iint A_r(T, \nu, r)}_{\text{Absorção}} \quad (3.1)$$

Onde, κ é a condutividade térmica, σ é a condutividade elétrica, T a temperatura do plasma, ν frequência de vibração, E o campo elétrico e r a coordenada radial.

Em um sistema complexo, físico ou químico, esse processo é lento e necessita de um número muito elevado de iterações, implicando no uso de computadores de grande porte e tempos de processamento elevados. Em nenhum desses casos esta abordagem se aproxima dos requisitos necessários para aplicações com CADs.

Algumas simplificações podem ser realizadas para reduzir os tempos de processamento. Em [69], utiliza-se a abordagem de equilíbrio energético mediante algumas simplificações iniciais:

1. Não há a reabsorção das linhas dos elementos adicionados ao gás de base (*Buffer*);
2. As radiações produzidas são de origem atômica ou iônica;
3. As pressões parciais produzidas por átomos e íons no centro da coluna de descarga são independentes da distância radial (r);
4. A condutividade elétrica e térmica, da mistura, é calculada considerando-se que ocorrem apenas as colisões com os átomos de mercúrio.

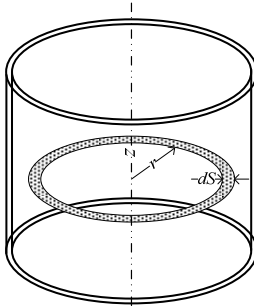


Figura 3.2 – Geometria de tubo de descarga [68-69].

Com estas simplificações [69] e tomando-se um tubo de descarga com uma geometria regular tal qual a ilustrada na Figura 3.2, chega-se na equação simplificada do perfil de temperatura no interior do tubo de descarga (3.2).

$$T_m = T_{m-1} - \frac{(r_m - r_{m-1})}{2\pi r_{m-1} \kappa(r_{m-1})} \int_0^{r_{m-1}} 2\pi r \left[|E|^2 \sigma(r) - 4\pi \epsilon(r) \right] dr \quad (3.2)$$

Onde, $2 \leq m \leq N$ com N igual ao número de nós decorrente da subdivisão do volume do sólido e $\epsilon(r)$ é o coeficiente total de emissão¹³ para um átomo emitindo J linhas espectrais.

¹³ O coeficiente total de emissão é dado por $\sum_{i=1..J} \left[h\nu_i A_i n_i(r) / 4\pi \right]$, onde, $h\nu_i$ é a energia do fóton, A_i é a probabilidade de transição e n_i é a densidade de átomos

Apesar de apresentar-se como uma solução simplificada, o cálculo individual de todas as temperaturas nos N nós do sólido formado pelo tubo de descarga, deve ser efetuado a cada iteração, para que se possam extrair as parcelas individuais da potência dissipada pela descarga, e só então observar o comportamento elétrico do plasma.

Na busca de uma representação capaz de descrever as interações entre os fenômenos que envolvem a formação e manutenção do plasma em lâmpadas AID–VM, com características tal qual as desenvolvidas por [16], chega-se ao sistema proposto por [70], ilustrado na Figura 3.3.

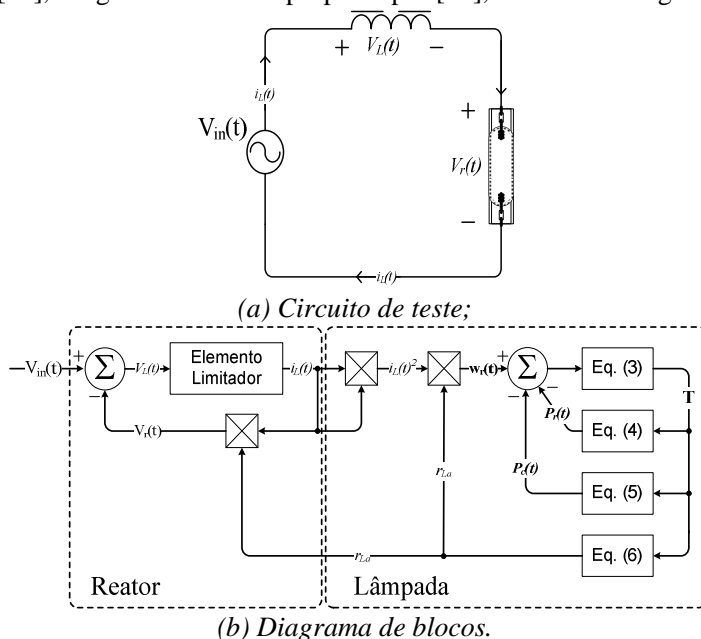


Figura 3.3 – Sistema Lâmpada e Reator simplificado [70].

Nesse trabalho as relações funcionais entre a temperatura da lâmpada, a radiação emitida, a condução de calor e a condutividade do arco são agrupadas, através de simplificações iniciais, no grupo de equações (3.3)–(3.6) contendo seis coeficientes $\mathbf{a}_1 \dots \mathbf{a}_6$. Isto, para que se possa representar a lâmpada na forma de um resistor variável não-linear, influenciado não apenas pelas reações no interior do tubo de descarga, mas também pela forma da tensão de alimentação e os elementos limitadores de corrente utilizados.

$$T = a_1 \int (w_r - P_{rad} - P_{cond}) dt \quad (3.3)$$

$$P_{rad} = a_2 e^{-ea_3/kT} \quad (3.4)$$

$$P_{cond} = a_4 (T - T_0) \quad (3.5)$$

$$r_{La} = a_5 T^{-3/4} e^{ea_6/2kT} \quad (3.6)$$

Onde, w_r é a potência elétrica dissipada pelo resistor não-linear r_{La} , e é a carga elétrica do elétron, T_0 é a temperatura na parede interna do tubo de descarga e k é a constante de Boltzmann¹⁴.

Os valores das constantes $a_1 \dots a_6$ são obtidos através de ajustes, baseados em métodos numéricos, das equações simplificadas utilizando-se as medições de tensão, corrente e radiação na lâmpada no ponto de operação desejado. Para demonstrar a metodologia proposta em [70], são apresentados na Figura 3.4 os resultados obtidos para uma lâmpada AID-Hg de 400 W. Segundo dados adicionais levantados no trabalho obteve-se resultados com erros menores do que 2%, nos valores eficazes de corrente, tensão e potência, para $w_r \in [100; 500]$ W.

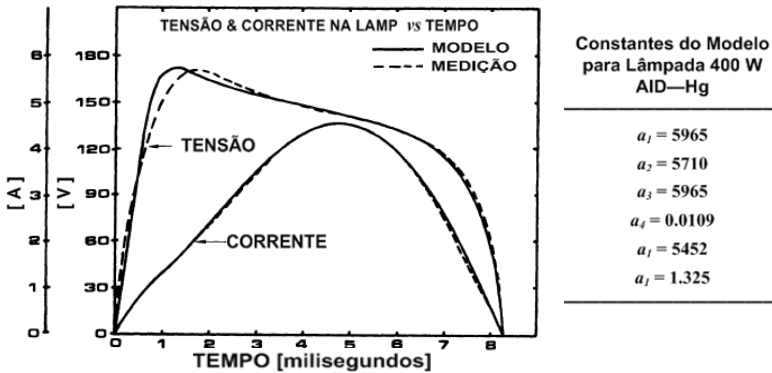


Figura 3.4 – Tensão e corrente na lâmpada AID-VM 400 W[70].

A concordância entre os dados teóricos e experimentais deve-se, basicamente, ao re-ajuste dos coeficientes para cada potência de operação, o que é uma característica desse método.

Apesar das simplificações efetuadas pelo autor, verifica-se que através desta abordagem consegue-se obter um modelo que, mesmo não sendo capaz de descrever as interações específicas no interior da

¹⁴ A constante de Boltzmann corresponde a razão entre a constante do gás e a constante de Avogadro. Seu valor é de $1.380\,6504(24) \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$.

descarga produz resultados teóricos compatíveis com os experimentais, mesmo quando se observa apenas o comportamento V vs I da descarga.

Em [71], utiliza-se a mesma abordagem de [70] para a determinação do comportamento elétrico equivalente do arco. No entanto, introduzem-se na análise da descarga os efeitos produzidos na característica da lâmpada, devido à queda de tensão nos eletrodos; que são, sem dúvida, os elementos determinantes na definição da vida útil das lâmpadas AID-VM [5, 28-29].

Expande-se ainda a análise para a operação com elementos *Ballast*, em baixa (60 Hz) e alta frequência (50 – 400 kHz). O circuito utilizado para a análise em alta frequência está apresentado na Figura 3.5. O resistor R representa a resistência série do circuito do *Ballast*.

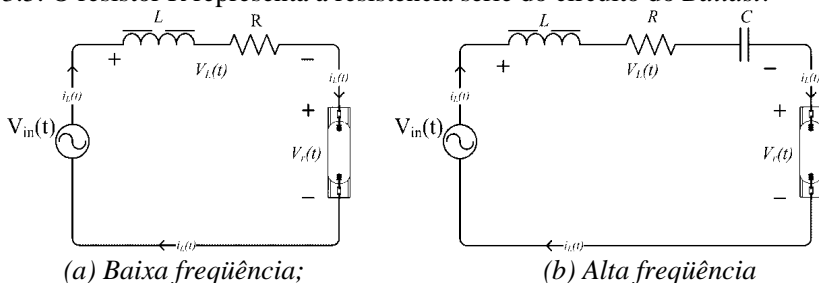
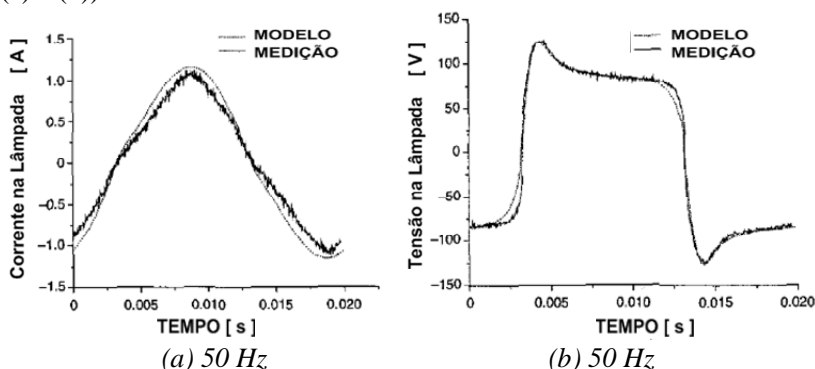


Figura 3.5 – Circuito para a análise do comportamento da lâmpada.

Ao efetuar a análise do modelo apresentado em [17, 71], ajustam-se os coeficientes para cada uma das frequências de operação da lâmpada para uma potência de 50 W. Obtêm-se com isto resultados semelhantes aos realizados em [70]. No entanto, os mesmos coeficientes levantados para o modelo em 50 Hz (Figura 3.6 (a) e (b)), se mostraram capazes de representar o comportamento do arco em 52 kHz (Figura 3.6 (c) e (d)).



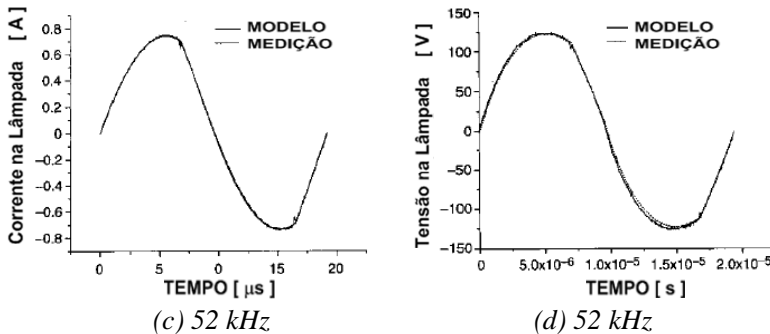


Figura 3.6 – Resultados experimentais e teóricos [71]: (a) corrente; (b) tensão; (c) corrente; (d) tensão.

Isto representa uma simplificação no modelo, pois se pode realizar o ajuste dos coeficientes com os dados colhidos apenas para baixa frequência. Além disto, utilizam-se apenas medidas de corrente e de tensão no arco.

No entanto, o estudo das quedas de tensão causadas pelos eletrodos, denominada de $V_{ele}(t)$, realizado em [17, 71-72] não se baseia na análise teórica do comportamento da descarga nestas regiões, mas sim, no desenvolvimento da equação empírica (3.7).

$$V_{ele}(t) = A e^{-Bt} \sin(2C\pi f t) + Dt \quad (3.7)$$

Obtém-se daí tensões empíricas com os comportamentos ilustrados na Figura 3.7.

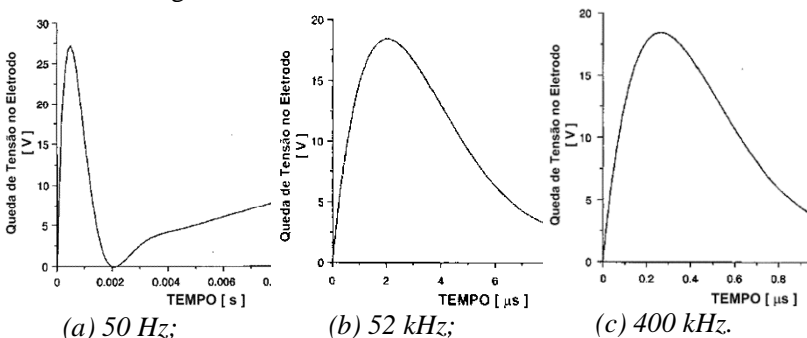


Figura 3.7 – Queda de tensão nos eletrodos [71].

Os coeficientes adicionais A, B, C e D, decorrentes da aproximação (3.7) são também determinados através da análise das medições de corrente e de tensão na lâmpada. Esse processo implica em uma simplificação dado que as quedas no cátodo e no ânodo são distintas [5, 29, 71-72]. Além disto, utiliza-se a análise em alta

frequência a partir do modelo teórico para se chegar na aproximação (3.7), por considerar que nessa faixa a característica histerética do arco se dá devido às quedas nos eletrodos [71-72]. Esta aproximação apresenta-se como uma alternativa à simples adição de uma queda de tensão associada ao potencial de ionização do mercúrio¹⁵.

De forma análoga observa-se em [68] a modelagem do comportamento das lâmpadas AID-VM, através da simplificação das equações do plasma para obtenção das potências envolvidas no processo de descarga.

Observam-se diferenças distintas nas simplificações, como por exemplo, na escolha de um perfil constante de temperatura, o que acaba por impor a introdução de temperaturas médias ao longo da descarga, consequência do elevado gradiente de temperatura entre a parede do tubo e o centro do arco. Outra característica interessante é a definição da queda de tensão $V_{ele}(t)$, utilizando simplificações no comportamento da descarga na região dos eletrodos baseada no modelo unidimensional de [73] para o modo de emissão no cátodo, conseguindo-se assim extrair as potências individuais dissipadas nos eletrodos.

O modelo produzido em [68] tem a vantagem de proporcionar uma descrição mais precisa do comportamento da descarga, por se basear nos fenômenos físicos nas regiões dos eletrodos. No entanto, para sua aplicação necessitam-se determinar 10 (dez) parâmetros baseados nos resultados experimentais e arbitram-se 5 (cinco) constantes para a sua correta operação.

Embora os modelos desenvolvidos em [16-17, 68, 70] possam ser utilizados para simular o comportamento térmico e elétrico das lâmpadas AID em uma ampla faixa de frequências, a sua aplicação está atrelada à solução das equações recursivas que descrevem a potência e a temperatura na descarga. Isto dificulta o uso de técnicas lineares para a análise do comportamento do reator, pois não se dispõe de um circuito elétrico equivalente e linear, capaz de emular o comportamento da lâmpada, mesmo que em uma faixa estreita de potência ou de frequência.

Buscou-se, em trabalhos desenvolvidos com lâmpadas fluorescentes [65-66], uma alternativa para a determinação de modelos lineares. Por exemplo, utilizando-se o valor de pico ou envelope (Figura 3.8) e/ou o valor eficaz da tensão e/ou da corrente na lâmpada conseguiu-se descrever seu comportamento para a faixa de potência e de

¹⁵ O potencial de ionização do mercúrio pode variar de 4,67V – 10,4V [4, 5].

freqüência de operação desejada. Esses estudos, no entanto, se valeram das características lineares da descarga em alta freqüência.

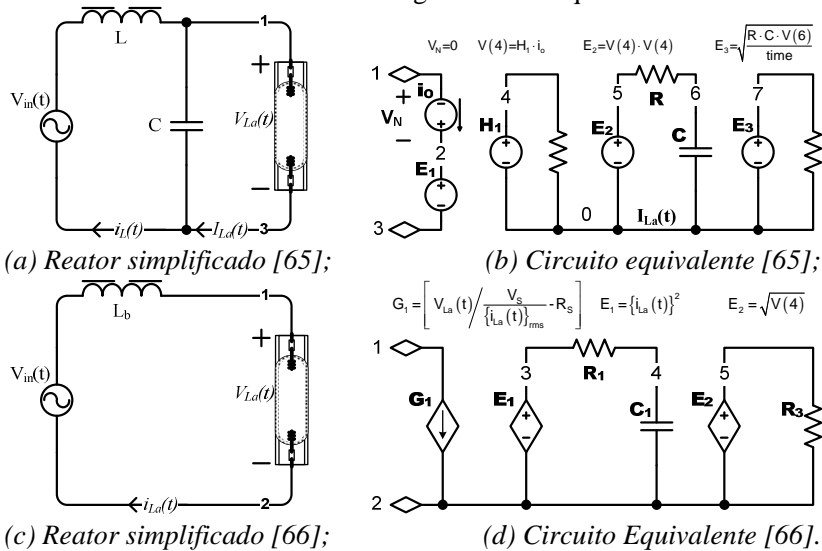


Figura 3.8 – Circuitos elétricos equivalentes para lâmpadas fluorescentes.

As lâmpadas AID, no entanto, quando alimentadas por correntes em alta freqüência (Figura 3.9), apresentam o fenômeno da ressonância acústica (RA) [74-75]. Este fenômeno é ocasionado por ondas estacionárias que se formam no interior do tubo de descarga como consequência das flutuações de pressão e de temperatura ao longo da coluna do arco. Estas oscilações têm origem nas instabilidades das pressões/densidades locais dos gases, que levam à deformação da coluna de descarga, alterando a distribuição de temperatura o que causa novas alterações nas pressões locais realimentando o ciclo de perturbações.

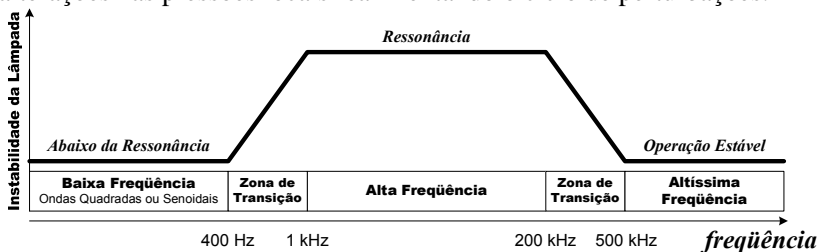


Figura 3.9 – Regiões de instabilidade da lâmpada [28].

As freqüências naturais de oscilação dependem da geometria do tubo de descarga, dos gases constituintes, dos estados locais das

variáveis, ou seja, das pressões, temperaturas e densidades locais [4-5, 60, 74-75]. Sabe-se, no entanto, que em geometrias específicas de tubos de descarga, como tubos esféricos utilizados em lâmpadas de baixa potência, há um alargamento das bandas espectrais onde ocorre a RA [60].

Apesar das variações paramétricas causadas pelo envelhecimento da lâmpada não afetarem as frequências fundamentais onde ocorre a RA [38, 40, 76], necessita-se de tensões terminais cada vez mais elevadas para a sua alimentação [76] deixando o arco ainda mais instável, dentro das bandas existentes (Figura 3.10). Em função disto, buscarem-se tanto frequências específicas dentro das faixas livres de RA para a alimentação das lâmpadas AID-VM, quanto modelos para a operação nestas frequências, não se mostra a abordagem mais adequada.

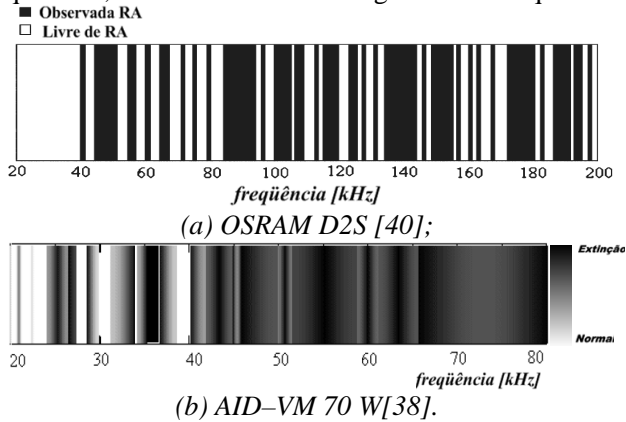


Figura 3.10 – Exemplos de dispersão da RA em função da frequência de alimentação.

3.4 ANÁLISE DO MODELO RECURSIVO

As técnicas recursivas [17, 70-71], baseadas nas equações simplificadas da descarga, apesar de aproximadas apresentam as melhores características na descrição do comportamento elétrico da lâmpada, pois, são capazes de descrever os valores instantâneos aproximados para grandezas físicas do arco, tais como: temperatura, potência radiada e resistência.

Isto, baseado em um conjunto simples de equações ((3.3)– (3.6)) com coeficientes de fácil determinação numérica apenas baseada nas medidas de $v_{La}(t)$ e $i_{La}(t)$ em baixa frequência (Figura 3.9). O que, devido ao espalhamento espectral das frequências onde ocorre a RA

(Figura 3.10), restringe o uso de técnicas baseadas em varreduras de frequência.

Para verificar a real aplicabilidade do modelo foram obtidas, experimentalmente, medições de $i_{La}(t)$ e $v_{La}(t)$ utilizando-se os circuitos (a) e (b) descritos na Figura 3.5. A Quadro 3.1 resume os respectivos parâmetros utilizados nos circuitos de ensaio e a

Quadro 3.2 apresenta os dados elétricos da amostra L2, utilizada como lâmpada de ensaio.

Quadro 3.1 – Parâmetros de ensaio (alta e baixa frequência).

$V_{in}(t)$		F_{in}	L	C	R	P_{La}
Amplitude	Formato					
310 V	Senoidal	60 Hz	478 mH	–	12 Ω	69 W
310 V	SQW 2 níveis	40 kHz	680 μ H	10 nF	5 Ω	68 W

Quadro 3.2 – Lâmpadas analisadas para avaliação dos coeficientes.

Amostra	Modelo	Fabricante	Bulbo	Potência
L1	HCI – T 70/930 WDL	OSRAM	Esférico	70 W
L2	GE CMH 70W G12 4200K	GE	Cilíndrico	
L3	HCI – TS 70 WDL	OSRAM	Esférico	

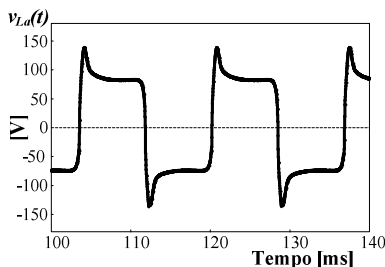
Utilizando o modelo recursivo (Figura 3.3) e os parâmetros $a_1 \dots a_6$ levantados por [71] como uma aproximação inicial, através da variação paramétrica no software PSIM[®] conseguiu-se chegar a conjunto de coeficientes da

Quadro 3.3 que melhor descreve o comportamento elétrico nos terminais da lâmpada L2.

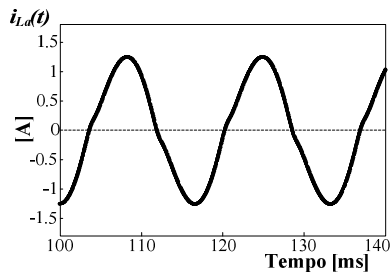
Quadro 3.3 – Coeficientes do modelo recursivo: Amostra L2.

Coeficiente	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
Valor	92,948	6,490	1,849	0,00133	740	3,443

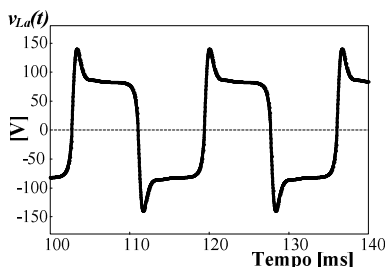
Ao comparar os resultados experimentais e teóricos, apresentados na Figura 3.11 e na Figura 3.12, verifica-se a ótima concordância entre eles. Isto permite seu uso em etapas posteriores do trabalho, tanto para testar as técnicas de alimentação e de controle propostas quanto para “observar” indiretamente o comportamento aproximado das variáveis internas da descarga.



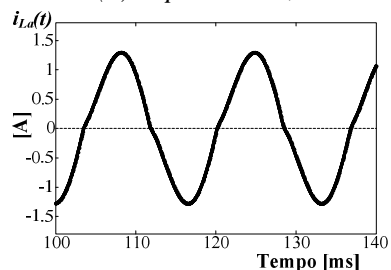
(a) Experimental;



(b) Experimental;

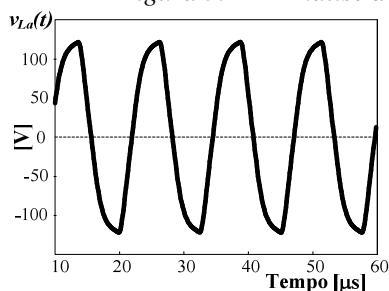


(c) Numérico.

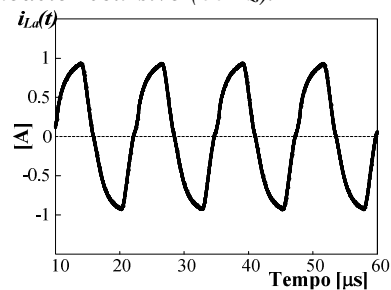


(d) Numérico.

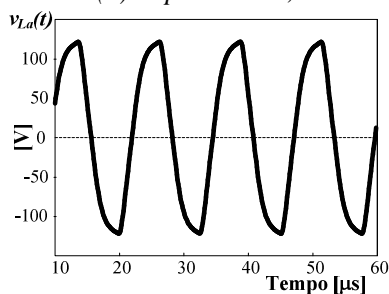
Figura 3.11 – Análise do modelo recursivo (60Hz).



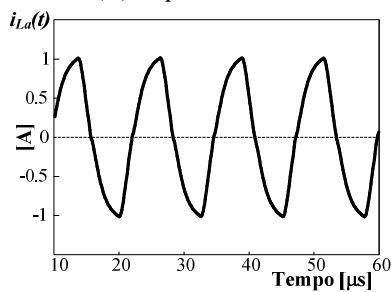
(a) Experimental;



(b) Experimental;



(c) Numérico.



(d) Numérico.

Figura 3.12 – Análise do modelo recursivo (40 kHz).

Vale observar que os resultados apresentados utilizam os mesmos coeficientes $a_1 \dots a_6$, mas, diferentes coeficientes A, B, C e D para as tensões nos eletrodos (3.7). Os diferentes coeficientes utilizados são apresentados na Quadro 3.4 e foram extraídos de [71].

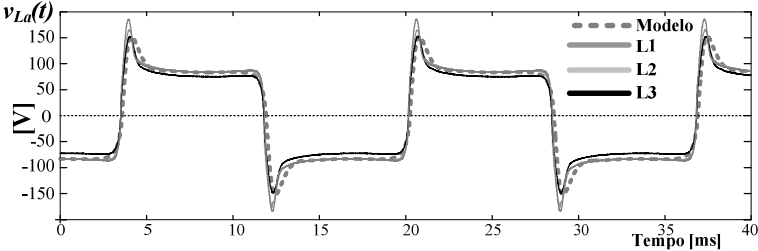
Quadro 3.4 – Coeficientes para a equação da queda nos eletrodos.

<div><div></div><div>Coeficiente</div></div>	A	B	C	D
Frequência				
60 Hz	70	1.500	6	1.000
40 kHz	70	400.000	1	250.000

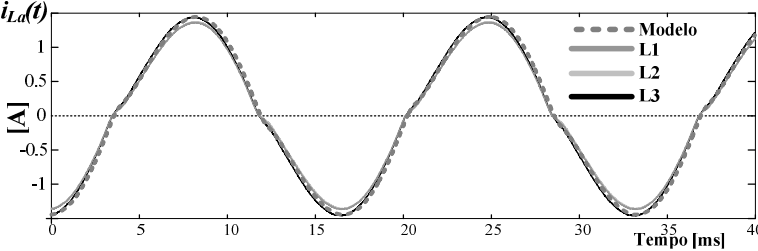
A análise dos resultados obtidos para L2 permite que se chegue a conclusões semelhantes às apresentadas por [70-71], ou seja, que o ajuste do modelo para os resultados obtidos em baixa frequência é capaz de representar também o comportamento em alta frequência da lâmpada.

Além disto, quando se comparam os resultados obtidos em baixa frequência para as amostras L1, L2 e L3 (Figura 3.13) com o modelo teórico obtido para L2 percebe-se que o conjunto de parâmetros obtido propicia a concordância entre as tensões e correntes, mesmo entre lâmpadas de modelos diferentes.

Como consequência das aproximações efetuadas para a obtenção de (3.3) a (3.7), observam-se algumas discrepâncias entre os resultados obtidos que não impedem a aplicação da representação de $v_{La}(t)$ e $i_{La}(t)$ pelo método recursivo.



(a) Tensão na lâmpada;



(b) Corrente na lâmpada.

Figura 3.13 – Resultados numérico e experimental AID-VM 70 W.

3.5 MODELO LINEAR EQUIVALENTE DA DESCARGA

Tanto a análise teórica abordada nos trabalhos de base do método recursivo [17, 68, 71], quanto os resultados numéricos e experimentais aqui obtidos demonstram a relativa simplicidade desta ferramenta na representação dos complexos fenômenos envolvendo a descarga e, por consequência, de seu comportamento elétrico equivalente. No entanto, esse tipo de representação impede que se utilizem, diretamente, técnicas lineares [77] para o projeto do controlador bem como a posterior análise da estabilidade do reator.

A utilização de laços de controle de $i_{La}(t)$ e/ou $v_{La}(t)$ é indispensável, devido a característica incremental negativa do arco e, também, para assegurar que perturbações em $P_{La}(t)$ durante a operação não excitam a RA. Tem-se então que buscar uma representação linear alternativa do comportamento elétrico equivalente do arco.

Encontram-se, na literatura, modelos de pequenos e grandes sinais de lâmpadas de baixa pressão [66, 78-79], baseados na análise do envelope da tensão e da corrente na descarga quando submetida a excitações senoidais. Isto ocorre devido ao espalhamento do espectro da RA em lâmpadas AID-VM [38, 40] e a faixa de frequências típicas para a construção de reatores [28] dificulta a obtenção dos parâmetros do arco.

Apesar disto, esses trabalhos [66, 78-79] demonstram que é possível modelar o comportamento dinâmico da descarga através de sua impedância incremental [79], além de permitir a utilização de uma simples estrutura com um pólo e um zero (3.8) para a sua representação [78].

$$z_{La}(s) = \frac{v_{La}(s)}{i_{La}(s)} = k \frac{s + z}{s + p} \quad (3.8)$$

Onde, $v_{La}(s)$ e $i_{La}(s)$ representam as perturbações incrementais observadas na descarga.

Esse modelo simplificado apresentado em (3.8), apesar de descrever o comportamento dinâmico da descarga no entorno de um ponto de operação, quando associado ao modelo também de pequenos sinais do conversor (que será abordado no Capítulo 0), permite que se empreguem técnicas lineares para o projeto dos compensadores e a análise da estabilidade [80].

Têm-se então que determinar os parâmetros de (3.8). Estudando as técnicas aplicadas na impedância incremental e tendo-se em mente que *varreduras* em frequência são fontes certas de excitação da RA

(Figura 3.10), optou-se por métodos baseados na aplicação de degraus [81-83], devido a sua simplicidade matemática aliado ao fato de permitirem a excitação do arco com potências constantes. A Figura 3.14 identifica os aspectos principais utilizados na determinação dos parâmetros k , z e p .

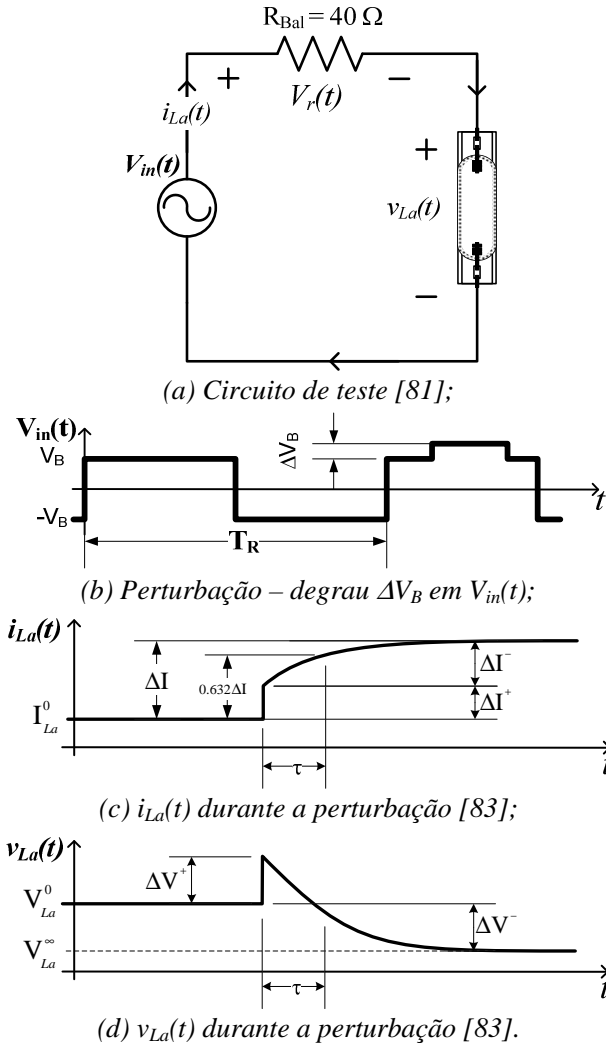


Figura 3.14 – Circuito e parâmetros para obtenção do modelo linear da descarga.

Basicamente, aplica-se uma pequena perturbação ΔV_B em $V_{in}(t)$ (Figura 3.14(b)) e lêem-se a $i_{La}(t)$ e $v_{La}(t)$, de onde se extraem os valores das perturbações ocasionadas (Figura 3.14(c) e (d)). Tomando-se apenas os desvios ΔV e ΔI , pode-se [80-83] aproximar o comportamento incremental da descarga como o ilustrado por:

$$R_{La}(t) = \frac{v_{La}}{i_{La}}(t) \approx \frac{\Delta V^+ - (\Delta V^+ - \Delta V^-)(1 - e^{-t/\tau})}{\Delta I^+ - (\Delta I^+ - \Delta I^-)(1 - e^{-t/\tau})}. \quad (3.9)$$

Definindo-se a impedância incremental do arco como:

$$Z_{La}(s) = \frac{\mathfrak{L}\{v_{La}(t)\}}{\mathfrak{L}\{i_{La}(t)\}} = \frac{s\Delta V^+ \tau + \Delta V^-}{s\Delta I^+ \tau + \Delta I^-}. \quad (3.10)$$

Dai, por simples comparação de termos, chega-se as equações (3.11), (3.12) e (3.13) que, como mencionado, empregam apenas os desvios em $i_{La}(t)$ e $v_{La}(t)$ para determinação dos parâmetros de $Z_{La}(s)$.

$$k = R_{La} = \frac{\Delta V^+}{\Delta I^+} \quad [\Omega] \quad (3.11)$$

$$z = \frac{\Delta V^-}{\Delta I^- \cdot \tau} \cdot \frac{\Delta V^+}{\Delta I^+} \quad [\text{Hz}] \quad (3.12)$$

$$p = \frac{1}{\tau} \quad [\text{Hz}] \quad (3.13)$$

De forma alternativa [82], pode-se ainda reescrever a (3.8) em um formato mais intuitivo:

$$Z_{La}(s) = \frac{sR_{La} + r/\tau}{s + 1/\tau} \therefore r = k z / p \quad [\Omega]. \quad (3.14)$$

Uma vez que a temperatura do plasma não consegue variar instantaneamente, assim como a condutividade, verifica-se através de (3.14) que, em um instante inicial, a lâmpada apresenta um comportamento resistivo sendo um acréscimo na tensão (ΔV^+) acompanhado pelo da corrente (ΔI^-). Durante o intervalo seguinte (caracterizado pela constante τ – Figura 3.14) a descarga tende para uma nova condição de equilíbrio térmico. Como se pode observar (Figura 3.14) r é negativo (3.15), o que demonstra a característica incremental negativa do arco.

$$r = k \frac{z}{p} = \frac{\Delta V^-}{\Delta I^-} \qquad [\Omega]$$

(3.15)

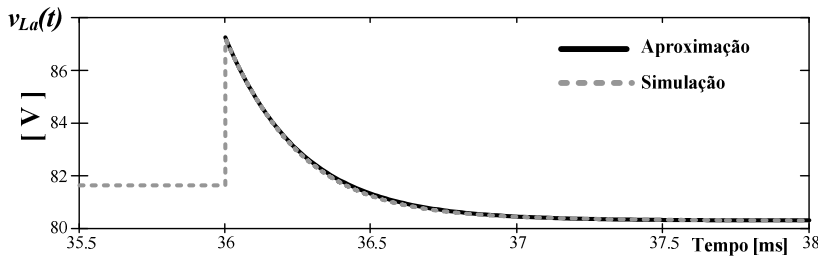
Ao levantar na seção anterior os coeficientes para a construção do modelo recursivo do arco, verificaram-se as excelentes correspondências entre os resultados teóricos e experimentais em diferentes frequências e com os diferentes modelos de lâmpadas analisados. Isto, graças à grande variação de temperatura da descarga quando alimentada em baixa frequência [17, 70].

Em função disto e, tendo em mente que se busca um modelo incremental, levantaram-se numericamente os parâmetros da Quadro 3.5 aplicando-se no circuito de teste (Figura 3.14(a)) a perturbação ΔV_B empregando-se o modelo recursivo obtido na seção anterior.

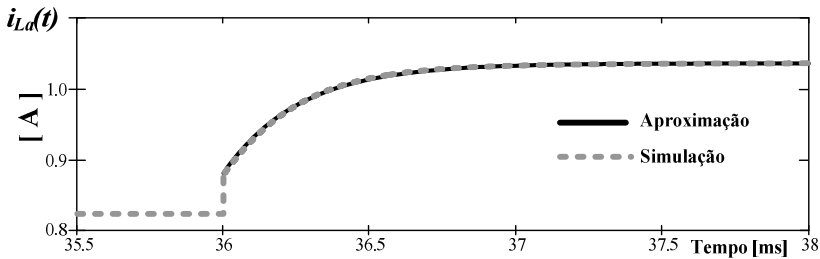
Quadro 3.5 – Coeficientes de $Z_{La}(s)$ – Parâmetros teóricos.

Parâmetro	V_B [V]	ΔV_B [V]	τ [μ s]	ΔV^+ [V]	ΔV^- [V]	ΔI [mA]	ΔI^+ [mA]	ΔI^- [mA]
Valor	310	5	260	5.63	-1.32	212	57.5	155

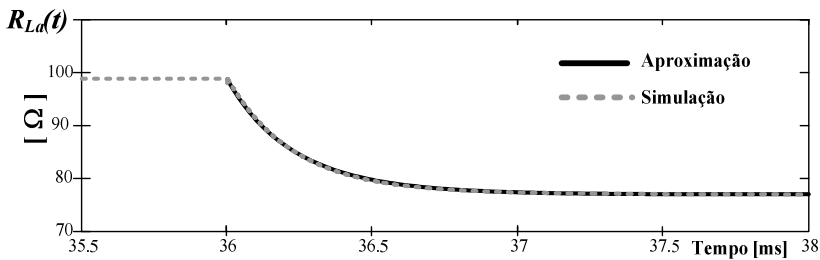
Obteve-se daí os resultados apresentados na Figura 3.15, que, quando traçados juntamente com a aproximação baseada em (3.9) utilizando os parâmetros descritos na Quadro 3.5 demonstra a concordância possível entre estas aproximações.



(a) Tensão na lâmpada;



(b) Corrente na lâmpada;



(c) Resistência do arco.

Figura 3.15 – Comparação entre os resultados teóricos.

Apresentados na Quadro 3.6 estão os coeficientes de $Z_{La}(s)$ obtidos ao substituir os parâmetros descritos na Quadro 3.5 nas equações (3.11) e (3.15).

Quadro 3.6 – Parâmetros de $Z_{La}(s)$ – Modelo recursivo teórico.

Parâmetro	R_{La} [Ω]	r [Ω]	τ [μs]
Valor	98	-8.61	260

3.6 CONCLUSÃO

A determinação de um modelo adequado para a representação do comportamento elétrico equivalente das lâmpadas AID-VM, representou um sério desafio no desenvolvimento da tese.

A elevada quantidade de aproximações existentes demonstra, indiretamente, as incertezas ainda existentes na representação dos fenômenos envolvidos na alimentação deste tipo de lâmpada.

Dentre os modelos que buscam representar o comportamento do plasma observaram-se duas abordagens distintas:

- A primeira, envolvendo a dinâmica das interações entre os diferentes elementos no interior do tubo de descarga é capaz de descrever as pressões parciais dos gases, a temperatura, entre outros fatores; no entanto, tem-se que obter a solução das equações de balanço energético para todos os pontos do sólido gerado pela fragmentação do tubo de descarga para cada iteração;
- Na outra aproximação utilizam-se também as equações do balanço energético da potência dissipada pelo arco, porém, através de simplificações no comportamento termoquímico da descarga chega-se a um conjunto resumido de equações capaz de descrever de forma simplificada o comportamento elétrico da lâmpada. Em função das aproximações, os coeficientes das equações simplificadas têm que ser calculados numericamente através das medidas de tensão e de corrente na lâmpada.

Na busca por modelos, encontraram-se ainda outras abordagens, baseadas apenas no comportamento elétrico equivalente do arco, ou seja, de sua impedância/admitância equivalente. Assim, como no modelo simplificado do plasma, as aproximações baseadas no comportamento elétrico do arco necessitam de medições das variáveis da lâmpada.

O aspecto mais inquietante observado durante a análise, não envolve diretamente a modelagem da lâmpada, mas sim, o comportamento da descarga quando submetida às técnicas usuais de alimentação de lâmpadas AID. No caso, a alimentação com correntes quase senoidais de alta frequência. Esse fenômeno é a ressonância acústica.

A descarga, por ser a grosso modo um fluido circulando no interior de um cilindro ou esfera, não importando a geometria, possui frequências ou modos de vibração onde a RA se manifesta. A análise mais detalhada das lâmpadas AID-VM revelou que esse fenômeno

ocorre quase que continuamente dentro da faixa usual de alimentação (20 kHz – 400 kHz). Observou-se que existem alguns esforços no sentido de, mesmo assim, utilizar estruturas com frequência fixa, auxiliadas por técnicas de detecção, para a alimentação destas lâmpadas.

Independente da forma de alimentação utilizada tem-se que dispor de um modelo capaz de representar o comportamento elétrico equivalente da lâmpada, tanto para o controle da potência dissipada no arco, quanto para o teste numérico da estrutura proposta.

As técnicas baseadas na análise aprofundada do comportamento da descarga produzem, sem dúvida, resultados numéricos superiores, no entanto, tem-se que dispor de informações precisas sobre os elementos que compõe a mistura de gases. Já a análise da condutância/impedância equivalente nos terminais da lâmpada dispensa o conhecimento dos elementos que caracterizam a descarga, mas, baseia-se nos valores eficazes de $v_{La}(t)$ e $i_{La}(t)$ impedindo que, caso necessário, efetuem-se correções nos valores instantâneos dessas grandezas.

A solução encontrada e analisada deu-se através do emprego da técnica baseada nas equações simplificadas que descrevem variáveis do arco como: temperatura, resistência, potência radiada e conduzida. Apesar de recursivo e não linear, esse modelo produziu resultados considerados muito satisfatórios e adequados para a utilização nas etapas posteriores da análise das estruturas.

4 REATOR DE DOIS ESTÁGIOS

4.1 INTRODUÇÃO

Através da análise dos conversores, realizada na seção anterior, pôde-se visualizar a vasta gama de topologias existentes para a alimentação de lâmpadas AID-VM, bem como as particularidades na alimentação para esse tipo de carga.

A utilização, de forma adequada, de estágios independentes no processamento da potência, permite que se utilizem diferentes abordagens na escolha das estratégias de dimensionamento, técnicas de controle e outros fatores, para a compactação e melhoria das características elétricas do reator, tanto para a alimentação da lâmpada quanto para o estágio CFP. Porém, tornam-se importantes questões como confiabilidade, rendimento e custo à medida que se eleva o número de componentes necessários para a construção do reator.

Na configuração clássica, observam-se blocos distintos de condicionamento como filtragem, retificação e inversão. Na construção desses blocos para a sua operação integrada, por exemplo, os estágios de retificação e de CFP (Figura 1.10) na estrutura do conversor, têm por objetivo extrair as características vantajosas de estágios independentes sem que se deteriore as formas de onda na entrada e na saída do reator.

Esse processo não é simples e demanda o conhecimento preciso das estruturas envolvidas para que não criem novos problemas resultantes desta integração entre os estágios. Nesta seção realiza-se a análise de uma destas integrações, a dos estágios de retificação e de correção do fator de potência, permanecendo com um segundo estágio: o bloco de inversão da corrente na lâmpada.

A abordagem para a alimentação da lâmpada, pelas razões já apresentadas, dá-se através da inversão de sua corrente em baixa frequência, com frequência de modulação (F_s) fixa e razão cíclica (D) variável, função dos parâmetros como tensão de barramento $V_B(t)$ e potência de saída. Para a análise do estágio de entrada mantém-se inalterada esta parcela do circuito e sua estratégia de modulação e controle.

4.2 ANÁLISE DA ESTRUTURA DE ENTRADA

Ao operar o estágio inversor com frequência fixa e razão cíclica variável, determinada pelas malhas de controle de corrente e de potência na lâmpada, acaba-se por impor ao estágio de entrada a operação sem qualquer método de controle ou regulação direta. Nesta situação, obter-se uma corrente de entrada $i_{in}(t)$ com baixa distorção harmônica só é possível através da operação em modo descontínuo das correntes nos indutores L_{F1} e L_{F2} , respectivamente $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$.

Isto porque, como será demonstrado, nesta forma de operação, os picos de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ seguem naturalmente a forma de onda da tensão aplicada. A evolução dos valores médios destas correntes, no entanto, não são perfeitamente senoidais nem as evoluções de tensões e correntes nos elementos do filtro de entrada podem ser consideradas lineares para toda a faixa de operação e combinações paramétricas desses elementos.

Toma-se, para fins de simplificação da análise desta estrutura, a opção de realizar o desdobramento em estratégias de operação distintas de acordo com a forma de evolução das correntes $i_{Ln}(t)$ e das tensões sobre os capacitores de filtragem $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$.

Para definir de maneira adequada as formas de operação e, com isto, aplicarem-se as limitações pertinentes à análise pode-se ainda aplicar algumas simplificações iniciais no circuito do reator de dois estágios:

- ✓ Supõe-se que se opera com uma tensão de barramento $V_B(t)$ isenta de ondulações e com valor médio igual a V_B ;
- ✓ De forma análoga desconsideram-se as ondulações de alta frequência na corrente de saída $I_L(t)$ e considera-se que seu valor de pico é I_L ;
- ✓ Escolhe-se f_{LF} , frequência de comutação dos interruptores S_3 e S_4 , igual à frequência da rede f_r e com período de inversão igual à metade do período da rede, ou seja, razão cíclica $D_{LF} = \frac{1}{2}$;
- ✓ Ainda se desconsideram as etapas de transição, durante os intervalos de comutação dos interruptores S_1 e S_2 , sendo estas apresentadas em detalhe no Apêndice A.

Destas simplificações resulta o circuito ilustrado na Figura 4.1, onde se substitui a estrutura de filtragem do estágio inversor por uma

fonte de corrente $|I_L(t)| = I_L$ e o capacitor de filtragem C_B por uma fonte de tensão contínua $V_B(t) = V_B$.

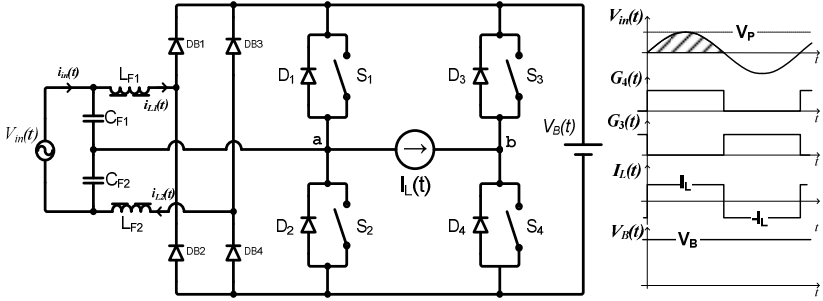


Figura 4.1 – Circuito simplificado para análise do estágio de entrada.

4.3 MODO DE OPERAÇÃO LINEAR

Considera-se que a estrutura opera no Modo Linear se: *durante o intervalo de condução do interruptor S_1 no semiciclo positivo da rede e S_2 no negativo, nem as correntes nos indutores L_{Fn} nem as tensões nos capacitores C_{Fn} invertem seus sentidos em relação a sua condição inicial, podendo, no entanto, chegar a zero.*

Esta condição é indispensável para a análise das grandezas do circuito. Garante-se assim, que os estados topológicos fundamentais permanecem inalterados dentro de um semiciclo da fonte de alimentação. Varia-se apenas a forma como as grandezas evoluem eletricamente, função do estado atual.

Inicia-se a análise dos estados topológicos no instante t_0 , imediatamente após aplicar-se o pulso de comando do interruptor S_1 .

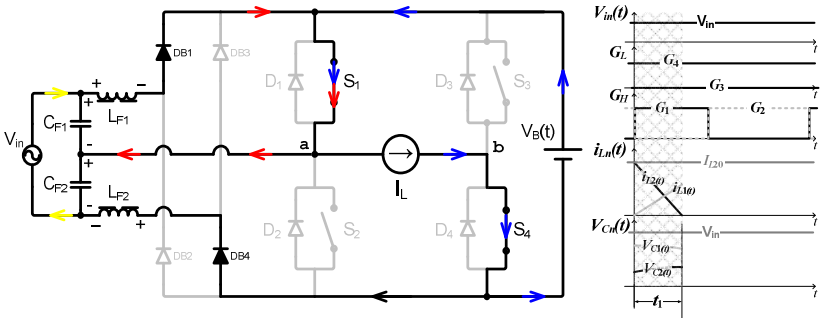


Figura 4.2 – Topologia Simplificada: 1ª Etapa de Operação.

Primeira Etapa: no instante anterior a t_0 o interruptor S_2 encontrava-se em condução. Em virtude disto a corrente $i_{L2}(t_0) = I_{L20}$. A corrente em L_{F1} , devido à operação em condição descontínua, inicia sua operação do zero, ou seja, $i_{L1}(t_0) = 0$. Como se observa na Figura 4.2, tem-se a transferência de energia de C_{F1} e $V_{in}(t)$ para o indutor L_{F1} ; enquanto o indutor L_{F2} tem sua energia drenada para os capacitores de barramento C_B e de filtragem C_{F2} .

Ao remover os interruptores da estrutura pode-se construir um circuito elétrico equivalente da 1ª etapa, como o ilustrado na Figura 4.3.

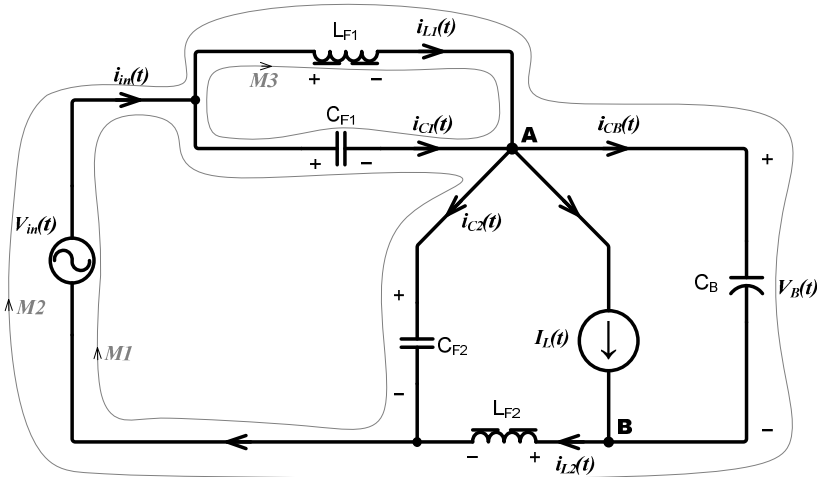


Figura 4.3 – Circuito elétrico equivalente: 1ª Etapa de Operação.

Através das condições iniciais de operação e da análise das malhas do circuito equivalente chega-se nas relações (4.1) – (4.4).

$$M_1 \rightarrow V_{in}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \quad (4.1)$$

$$M_2 \rightarrow V_{in}(t) = v_{L1}(t) + V_B(t) + v_{L2}(t) \quad (4.2)$$

$$M_3 \rightarrow v_{C1}(t) = v_{L1}(t) \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} \text{Condições iniciais: } i_{L1}(t_0) &= 0 & ; & & i_{L2}(t_0) &= I_{L20} \\ v_{C1}(t_0) &= V_{C10} & ; & & v_{C2}(t_0) &= V_{C20} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace¹⁶ ($\mathcal{L}\{\cdot\}$) considerando-se as condições iniciais não nulas, apresentadas em (4.4), obtém-se as equações (4.5)–(4.8).

$$V_{L1}(s) = sL_F I_{L1}(s) \quad (4.5)$$

$$V_{L2}(s) = sL_F I_{L2}(s) - L_F I_{L20} \quad (4.6)$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C1}(s) + \frac{V_{C10}}{s} \quad (4.7)$$

$$V_{C2}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C2}(s) + \frac{V_{C20}}{s} \quad (4.8)$$

Analizando-se os nós de entrada e de saída da fonte de alimentação (4.9), observa-se que a corrente de entrada é função das correntes nos elementos de filtragem. Assim é necessário que sejam determinadas estas correntes.

$$I_{in}(s) = I_{L1}(s) + I_{C1}(s) = I_{L2}(s) + I_{C2}(s) \quad (4.9)$$

Tomando-se a corrente $i_{L1}(t)$ como variável de partida, pode-se agrupar a (4.5) e (4.7) segundo a $\mathcal{L}\{(4.3)\}$, para obter a (4.10).

$$I_{C1}(s) = (s^2 L_F I_{L1}(s) - V_{C10}) C_F \quad (4.10)$$

Uma alternativa para determinar a $i_{L1}(t)$ é através de $\mathcal{L}^{-1}\{(4.9)\}$. Para tal, tem-se ainda que determinar as outras duas parcelas em função de $I_{L1}(s)$. Para $I_{C2}(s)$ pode-se fazê-lo através da associação das equações (4.8), $\mathcal{L}\{(4.1)\}$ e $\mathcal{L}\{(4.3)\}$ resultando na equação (4.11).

$$I_{C2}(s) = \left[\left(\frac{V_{in}(s)}{s} - sL_F I_{L1}(s) \right) s - V_{C20} \right] C_F \quad (4.11)$$

A corrente $I_{L2}(s)$ pode ser obtida através do agrupamento das equações (4.5) e (4.6) segundo a relação dada pela $\mathcal{L}\{(4.2)\}$. A manipulação da equação resultante dá origem a (4.12).

$$I_{L2}(s) = \frac{1}{s} I_{L20} + \frac{1}{s^2 L_F} V_{in}(s) - \frac{1}{s^2 L_F} V_B(s) - I_{L1}(s) \quad (4.12)$$

¹⁶ A Transformada de Laplace de uma função é dada pela expressão

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \quad [77].$$

Por fim, substituindo (4.10), (4.11) e (4.12) em (4.9), obtém-se a expressão (4.13), que representa o comportamento de $i_{L1}(t)$ no domínio da frequência.

$$I_{L1}(s) = \frac{\omega_f}{2} \left[\frac{\omega_f}{s(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L20} + \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] (V_{C10} - V_{C20}) \\ + \frac{\omega_f}{2Z_f} \left(\frac{1}{s^2} \right) V_{in}(s) - \frac{\omega_f^2}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B(s) \quad (4.13)$$

Onde, as constantes Z_f e ω_f são as apresentadas em (4.14).

$$Z_f = \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} \quad [\Omega] \quad \text{e} \quad \omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \quad [rad/s] \quad (4.14)$$

Para obter a expressão (4.15), que representa o comportamento da corrente $i_{L1}(t)$ no Modo I, basta então aplicar-se a $\mathcal{F}^{-1}\{(4.13)\}$. Vale observar que as variações de $V_{in}(t)$ e $V_B(t)$ podem ser consideradas desprezíveis dentro do intervalo $0 \leq t \leq T_s$. Logo, aproxima-se $V_{in}(t) \approx V_{in}$ e $V_B(t) \approx V_B$.

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) I_{L20} + \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) (V_{C10} - V_{C20}) \\ - \frac{\omega_f t}{2Z_f} (V_B - V_{in}) + \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) V_B \quad (4.15)$$

É importante que se observe na (4.15) que três de suas quatro parcelas são compostas por termos transcendentais e que o único termo linear existente serve para a redução do valor inicial de $i_{L1}(t)$ e não para o seu crescimento. Assim, um comportamento linear desta corrente, durante o intervalo $0 \leq t \leq t_1$, tal qual o ilustrado na Figura 4.2, é fortemente influenciado pelos valores de Z_f e ω_f .

De posse da equação (4.13), podem-se obter as correntes nos elementos passivos através da simples substituição nas equações (4.10)–(4.12) e da transformada inversa de *Laplace* das equações resultantes. Para chegar-se a $i_{L2}(t)$ primeiro substituí-se (4.13) em (4.12) e com isso chega-se na expressão (4.16).

$$\begin{aligned}
I_{L2}(s) = & \frac{1}{2} \left[\frac{2s^2 + \omega_f^2}{s(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L20} - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] (V_{C10} - V_{C20}) \\
& + \frac{\omega_f}{2Z_f} \left(\frac{s^2 + \omega_f^2}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right) V_{in}(s) - \frac{\omega_f^2}{2Z_f} \left[\frac{2s^2 + \omega_f^2}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B(s)
\end{aligned} \quad (4.16)$$

Aplica-se então $\mathcal{F}^{-1}\{(4.16)\}$, obtendo-se a (4.17) que define a corrente no indutor L_{F2} durante a primeira etapa de operação.

$$\begin{aligned}
i_{L2}(t) = & \frac{1}{2} (1 + \cos(\omega_f t)) I_{L20} - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) (V_{C10} - V_{C20}) \\
& - \frac{\omega_f t}{2Z_f} (V_B - V_{in}) - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) V_B
\end{aligned} \quad (4.17)$$

Uma forma simples de chegar na equação (4.18), ou seja, a tensão no capacitor C_{F1} dá-se através da $\mathcal{F}^{-1}\{(4.5)\}$ e da relação dada em (4.3).

$$\begin{aligned}
v_{C1}(t) = & \frac{Z_f}{2} \sin(\omega_f t) I_{L20} + \cos(\omega_f t) V_{C10} \\
& - \frac{1}{2} (1 + \cos(\omega_f t)) (V_B - V_{in})
\end{aligned} \quad (4.18)$$

A equação (4.19) pode ser obtida substituindo-se (4.18) em (4.1).

$$\begin{aligned}
v_{C2}(t) = & -\frac{Z_f}{2} \sin(\omega_f t) I_{L20} + \cos(\omega_f t) V_{C20} \\
& + \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) (V_B + V_{in})
\end{aligned} \quad (4.19)$$

É importante observar que na dedução das equações (4.18) e (4.19), foi efetuada a consideração $V_{in}(t) = V_{C10} + V_{C20}$ na redefinição das condições iniciais.

Para que se possa realizar a análise da evolução da corrente drenada da fonte $i_{in}(t)$, faz-se necessário determinar as correntes nos capacitores de filtragem, devido ao estabelecido em (4.9). Como se dispõe da expressão da corrente de $I_{L1}(s)$ chega-se na equação (4.20) após substituir (4.13) em (4.10).

$$\begin{aligned}
I_{C1}(s) = & \frac{1}{2} \left[\frac{s}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L20} - \frac{1}{2\omega_f Z_f} \left[\frac{s^2 + 2\omega_f^2}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{C10} \\
& - \frac{1}{2\omega_f Z_f} \left[\frac{s^2}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{C20} + \frac{1}{2\omega_f Z_f} V_{in}(s) - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B(s)
\end{aligned} \quad (4.20)$$

Aplica-se então a $\mathcal{L}^{-1}\{ I_{L1}(s) \}$ para chegar a (4.21).

$$i_{C1}(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_f t) I_{L20} - \frac{1}{Z_f} \sin(\omega_f t) V_{C10} - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) (V_B - V_{in}) \quad (4.21)$$

Pode-se então, agrupando-se as equações (4.9) e (4.21), chegar a equação (4.22) que descreve o comportamento de $i_{in}(t)$ ao longo da primeira etapa de operação.

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \left[I_{L20} - \frac{\omega_f t}{Z_f} (V_B - V_{in}) \right] \quad \because \quad 0 \leq t < t_1 \quad (4.22)$$

A equação (4.22) traz consigo informações relevantes em relação ao comportamento da corrente $i_{in}(t)$. Por exemplo, fica claro que a ondulação durante esta etapa será mínima no pico da tensão de alimentação $v_{in}(t)$. Também se observa que os capacitores de filtragem ou, mais especificamente, as suas tensões não influenciam a evolução de $i_{in}(t)$. Porém, até o momento, nada se pode dizer sobre a sua influência sobre I_{L20} .

Segunda Etapa: com a extinção da corrente $i_{L2}(t)$, no instante t_1 , tem-se o início da segunda etapa de operação. Esta etapa estende-se até $t = DT_s$.

Após o indutor L_{F2} descarregar-se por completo, o circuito simplificado assume a configuração ilustrada na Figura 4.4. Esta etapa caracteriza-se pelo desacoplamento entre os dois estágios. Com isto se espera que as equações resultantes da análise, diferentemente da primeira etapa, não apresentem termos relacionados às interações entre as fontes $v_{in}(t)$, $I_L(t)$ e $V_B(t)$.

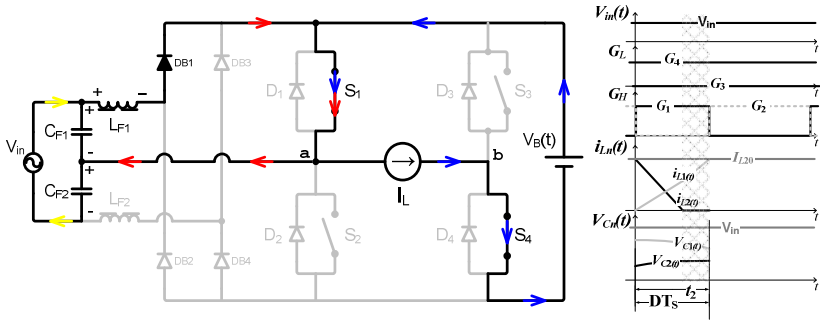


Figura 4.4 – Topologia Simplificada: 2ª Etapa de Operação.

Este desacoplamento fica ainda mais evidente quando se monta o circuito elétrico equivalente desconsiderando-se a presença dos interruptores (Figura 4.5).

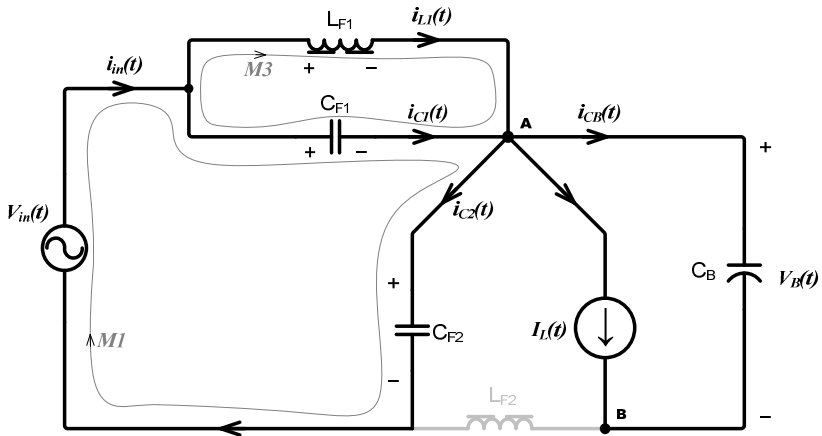


Figura 4.5 – Circuito elétrico equivalente: 2ª Etapa de Operação.

Iniciando-se a análise pela determinação das equações de malha do circuito equivalente, podem-se estabelecer as relações (4.23) e (4.24), que são idênticas as relações de M_1 e M_3 para a etapa anterior.

$$M_1 \rightarrow V_{in}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \quad (4.23)$$

$$M_3 \rightarrow v_{C1}(t) = v_{L1}(t) \quad (4.24)$$

Tem-se ainda que reescrever as expressões fundamentais dos elementos passivos do circuito para as novas condições iniciais (CIs), do que resultam as equações (4.25)–(4.27). Os termos referentes às CIs são definidos como $I_{L11} = i_{L1}(t_1)$, $V_{C11} = v_{C1}(t_1)$ e $V_{C21} = v_{C2}(t_1)$.

$$V_{L1}(s) = sL_F I_{L1}(s) - L_F I_{L11} \quad (4.25)$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C1}(s) + \frac{V_{C11}}{s} \quad (4.26)$$

$$V_{C2}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C2}(s) + \frac{V_{C21}}{s} \quad (4.27)$$

Da análise dos nós do circuito equivalente, pode-se ainda obter a relação (4.28) que define a corrente de entrada da estrutura durante esta etapa.

$$I_m(s) = I_{L1}(s) + I_{C1}(s) = I_{C2}(s) \quad (4.28)$$

Para que se conheça a corrente de entrada $i_m(t)$ tem-se então que determinar as correntes circulantes na estrutura. Iniciando-se a análise, para determinação de $i_{L1}(t)$, pode-se agrupar as equações (4.25) e (4.26) segundo a relação dada pela $\mathfrak{L}\{(4.24)\}$, para chegar à expressão intermediária (4.29).

$$I_{C1}(s) = (s^2 L_F I_{L1}(s) - s L_F I_{L11} - V_{C11}) C_F \quad (4.29)$$

Substituindo (4.29) na equação (4.28), consegue-se isolar $I_{C2}(s)$ de tal forma que esse se torna função apenas das CIs e de $I_{L1}(s)$, como demonstrado em (4.30).

$$I_{C2}(s) = (s^2 L_F C_F + 1) I_{L1}(s) - s L_F C_F I_{L11} - V_{C11} C_F \quad (4.30)$$

Pode-se então, ao agruparem-se as equações (4.25), (4.27) e (4.30) de acordo com a $\mathfrak{L}\{(4.23)\}$, dado que $v_{C1}(t) = v_{L1}(t)$, chegar-se a equação (4.31).

$$\begin{aligned} I_{L1}(s) = & \left[\frac{s}{s^2 + \left(\omega_f / \sqrt{2} \right)^2} \right] I_{L11} + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \left[\frac{\left(\omega_f / \sqrt{2} \right)}{s^2 + \left(\omega_f / \sqrt{2} \right)^2} \right] (V_{C11} - V_{C21}) \\ & + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \left[\frac{\left(\omega_f / \sqrt{2} \right)}{s^2 + \left(\omega_f / \sqrt{2} \right)^2} \right] V_m(s) \end{aligned} \quad (4.31)$$

Ao aplicar a $\mathfrak{L}^{-1}\{(4.31)\}$ chega-se em (4.32), ou seja, na corrente $i_{L1}(t)$. Assim como na dedução efetuada para as equações da primeira

etapa efetuou-se a consideração de que $V_{in}(t) \approx V_{C11} + V_{C21}$ para chegar na forma reduzida apresentada em (4.32).

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) = & \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) I_{L11} + \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) (V_{C11} - V_{C21}) \\ & + \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) V_{in} \end{aligned} \quad (4.32)$$

De posse das expressões da corrente no indutor L_{F1} no domínio do tempo e da frequência complexa, pode-se, por exemplo, obter a equação da corrente $i_{C1}(t)$ substituindo-se (4.31) em (4.29) e com o auxílio da transformada inversa de Laplace da equação resultante, chegar-se a (4.33)

$$i_{C1}(t) = -\frac{1}{2} \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) I_{L11} - \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) V_{C11} \quad (4.33)$$

A expressão equivalente de (4.28) no domínio do tempo, ou seja, $i_{in}(t) = i_{C2}(t) = i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ pode então ser empregada para determinar a corrente de entrada durante o intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$.

$$i_{in}(t) = i_{C2}(t) = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) I_{L11} + \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) V_{C11} \quad (4.34)$$

Tal qual o esperado, durante este intervalo de operação, a evolução das correntes e das tensões no filtro de entrada não sofrem a influência do estágio de saída; também, como não são considerados, até aqui, a presença de elementos parasitas nos circuitos, observa-se que apenas termos transcendentais estão presentes nas equações.

Diz-se isto devido à representação linear dada para as correntes (Figura 4.4), o que, fica claro, será função dos elementos do circuito, ilustrada com este comportamento apenas para simplificar as representações.

Terceira Etapa: no instante t_2 comutam-se os interruptores S_1 e S_2 , tal que o circuito idealizado assume a configuração apresentada na Figura 4.6.

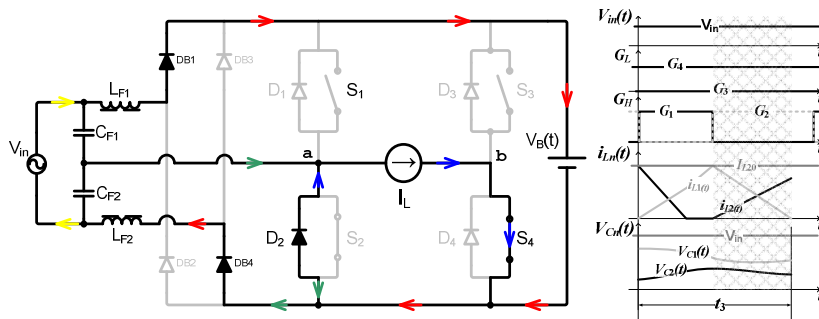


Figura 4.6 – Topologia Simplificada: 3ª Etapa de Operação.

É interessante que sejam mencionados alguns aspectos da operação do circuito durante esta etapa. Primeiro tem-se a comutação da corrente $i_{L2}(t)$ do diodo D_2 para o interruptor S_2 sempre que $i_{L2}(t) > I_L(t)$, o que não afeta a forma de evolução das grandezas, apenas os esforços nos interruptores. Tem-se ainda que notar que é durante este intervalo a energia armazenada pelo indutor L_{F1} é entregue ao capacitor de barramento C_B enquanto inicia-se um novo ciclo de carga do indutor L_{F2} .

Assim como realizado na análise das etapas anteriores, podem ser removidos os interruptores do circuito simplificado (Figura 4.6) para construir uma representação elétrica equivalente da topologia, tal qual o apresentado na Figura 4.7. É interessante observar-se nesta etapa que com a entrada em condução do interruptor S_2 garante-se o desacoplamento completo da estrutura de CFP e a lâmpada.

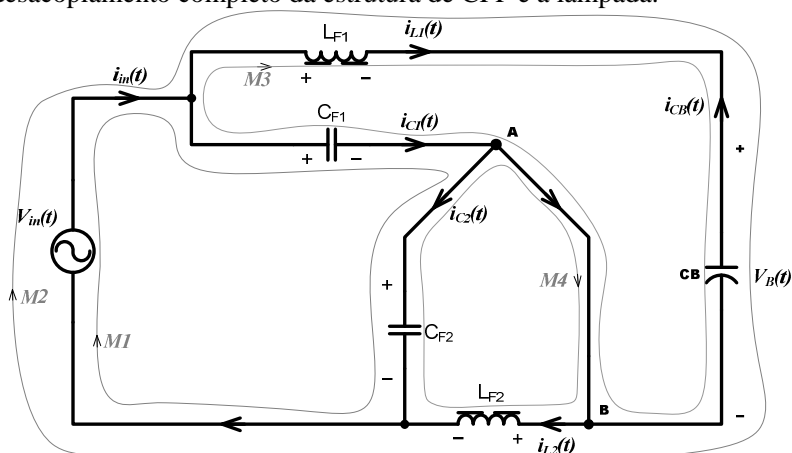


Figura 4.7 – Circuito elétrico equivalente: 3ª Etapa de Operação.

Da análise das malhas identificadas, no circuito da Figura 4.7, obtém-se as equações (4.35)–(4.38).

$$M_1 \rightarrow V_{in}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \quad (4.35)$$

$$M_2 \rightarrow V_{in}(t) = v_{L1}(t) + V_B(t) + v_{L2}(t) \quad (4.36)$$

$$M_3 \rightarrow v_{C1}(t) = v_{L1}(t) + V_B(t) \quad (4.37)$$

$$M_4 \rightarrow v_{C2}(t) = v_{L2}(t) \quad (4.38)$$

Definindo-se as condições iniciais para esta etapa como $I_{L12} = i_{L1}(t_2)$, $V_{C12} = v_{C1}(t_2)$ e $V_{C21} = v_{C2}(t_1)$, pode-se reescrever as equações fundamentais, dos elementos passivos do circuito, no domínio da frequência complexa, considerando-se as novas condições iniciais, de forma que se obtêm as equações (4.39)–(4.42).

$$V_{L1}(s) = sL_F I_{L1}(s) - L_F I_{L12} \quad (4.39)$$

$$V_{L2}(s) = sL_F I_{L2}(s) \quad (4.40)$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C1}(s) + \frac{V_{C12}}{s} \quad (4.41)$$

$$V_{C2}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C2}(s) + \frac{V_{C22}}{s} \quad (4.42)$$

Através da análise das correntes nos nós da fonte de entrada, pode-se ainda obter a equação (4.43).

$$I_{in}(s) = I_{L1}(s) + I_{C1}(s) = I_{L2}(s) + I_{C2}(s) \quad (4.43)$$

Iniciando-se a análise, para a determinação das tensões e das correntes do circuito, pode-se, por simplicidade, serem isoladas as correntes $I_{L1}(s)$, $I_{C1}(s)$ e $I_{C2}(s)$ em função de $I_{L2}(s)$. Para o caso de $I_{C1}(s)$ pode-se ordenar as equações (4.39) e (4.40) segundo a relação dada pela $\{ (4.35) \}$ dado que $V_{C2}(s) = V_{L2}(s)$, para obter (4.44).

$$I_{C1}(s) = \frac{s}{Z_f \omega_f} V_{in}(s) - \frac{1}{Z_f \omega_f} V_{C12} - \frac{s^2}{\omega_f^2} I_{L2}(s) \quad (4.44)$$

Pode-se chegar na equação (4.45) através da combinação de (4.40) e (4.42) segundo a relação $V_{C2}(s) = V_{L2}(s)$.

$$I_{C2}(s) = \frac{s^2}{\omega_f^2} I_{L2}(s) - \frac{1}{C_f \omega_f} V_{C22} \quad (4.45)$$

Aplicando-se a $\mathcal{L}\{(4.36)\}$, obtém-se que $V_{in}(s) = V_{L1}(s) + V_B(s) + V_{L2}(s)$. Ao introduzirem-se as equações (4.39) e (4.40) nesta expressão consegue-se também descrever $I_{L1}(s)$ em função da corrente $I_{L2}(s)$, como pode ser visto em (4.46).

$$I_{L1}(s) = \frac{\omega_f}{Z_f} V_{in}(s) + \frac{1}{s} I_{L12} - \frac{\omega_f}{Z_f} V_B(s) - I_{L2}(s) \quad (4.46)$$

A equação que descreve o comportamento de $i_{L2}(t)$ no domínio da frequência complexa, pode então ser obtida pela associação das equações (4.44)–(4.46) segundo a relação descrita em (4.43) o que, reordenado, dá origem a (4.47).

$$I_{L1}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{s^2 + \omega_f^2}{s(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L12} - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] (V_{C12} - V_{C22}) \\ - \frac{\omega_f}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f^2}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B + \frac{\omega_f}{2Z_f s^2} V_{in} \quad (4.47)$$

Através da transformação inversa de Laplace aplicada a (4.47) chega-se na (4.48).

$$i_{L2}(t) = \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) I_{L12} - \frac{1}{2Z_f} \text{sen}(\omega_f t) (V_{C12} - V_{C22}) \\ - \frac{\omega_f}{2Z_f} (V_B - V_{in}) t + \frac{1}{2Z_f} \text{sen}(\omega_f t) V_B \quad (4.48)$$

De posse da equação (4.47), pode-se então calcular qualquer uma das correntes desejadas utilizando-se as relações já obtidas. Para obter (4.49), a expressão da corrente $i_{L1}(t)$, basta substituir a equação (4.47) em (4.46)

$$\begin{aligned}
 I_{L1}(s) = & \frac{1}{2} \left[\frac{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2}{s(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L12} - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] (V_{C12} - V_{C22}) \\
 & - \frac{\omega_f}{2Z_f} \left[\frac{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B + \frac{\omega_f}{2Z_f s^2} V_{in}
 \end{aligned} \quad (4.49)$$

Aplicando-se $\mathcal{L}^{-1}\{(4.49)\}$ tem-se como equação resultante (4.50).

$$\begin{aligned}
 i_{L1}(t) = & \frac{1}{2} \left(1 + \cos(\omega_f t) \right) I_{L12} + \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) (V_{C12} - V_{C22}) \\
 & - \frac{\omega_f}{2Z_f} (V_B - V_{in}) t - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) V_B
 \end{aligned} \quad (4.50)$$

De forma semelhante, para chegar na expressão de $I_{C2}(s)$ basta substituir-se (4.47) em (4.45) para obter a equação (4.51).

$$\begin{aligned}
 I_{C2}(s) = & \frac{1}{2} \left[\frac{s}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L12} - \frac{1}{2Z_f \omega_f} \left[\frac{s^2}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{C12} \\
 & - \frac{1}{2Z_f \omega_f} \left[\frac{s^2 + 2\omega_f^2}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{C22} - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B + \frac{1}{2Z_f \omega_f} V_{in}
 \end{aligned} \quad (4.51)$$

Através da soma das correntes nos nós de entrada e de saída da fonte de alimentação, equação (4.43), sabe-se que $I_{in}(s) = I_{L2}(s) + I_{C2}(s)$. Ao agrupar as equações (4.51) e (4.47), segundo esta igualdade, e aplicar a $\mathcal{L}^{-1}\{I_{in}(s)\}$ chega-se na equação (4.52).

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \left[I_{L12} - \frac{\omega_f t}{Z_f} (V_B - V_{in}) \right] \therefore t_2 \leq t \leq t_3 \quad (4.52)$$

Assim como na primeira etapa de operação, apesar da evolução não linear das correntes nos elementos de filtragem, a corrente drenada da fonte de alimentação evolui linearmente. Também idêntico é o

coeficiente da variação, dado por $\frac{\omega_f}{Z_f} (V_B - V_{in})$. Esta característica

abre a possibilidade de, com um projeto adequado, minimizar-se a ondulação na corrente de entrada nos instantes de pico da tensão da fonte de alimentação fazendo-se com que $t_1 \rightarrow DT_s$, $t_3 \rightarrow (1-D)T_s$ e $(V_B - V_{in}) \rightarrow 0$.

Por operar no Modo Linear é importante que sejam conhecidas também as expressões das tensões nos capacitores de filtragem. Através da análise da malha M_4 obteve-se que $V_{C2}(s) = V_{L2}(s)$. Ao inserir as equações (4.40) e (4.47) nesta expressão e efetuar-se a $\mathcal{L}^{-1}\{V_{C2}(s)\}$ chega-se na equação (4.53).

$$v_{C2}(t) = \frac{Z_f}{2} \sin(\omega_f t) I_{L12} + \cos(\omega_f t) V_{C22} - \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) (V_B - V_{in}) \quad (4.53)$$

Ao agrupar as equações (4.39) e (4.49), segundo a relação fornecida pela $\mathcal{L}\{(4.37)\}$, e manipularem-se os termos da expressão resultante através da transformada inversa de Laplace obtém-se a equação (4.54).

$$v_{C1}(t) = -\frac{Z_f}{2} \sin(\omega_f t) I_{L12} + \cos(\omega_f t) V_{C12} + \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) (V_B + V_{in}) \quad (4.54)$$

Na dedução das equações (4.53) e (4.54), quando da especificação do reator efetuou-se a suposição $V_{in} = V_{C12} + V_{C22}$, por se impor que a frequência de comutação será várias ordens de grandeza maior do que a da fonte de alimentação.

Quarta Etapa: no instante t_3 , toda a energia armazenada no indutor L_{F1} é entregue ao circuito e sua corrente se anula dando início a quarta etapa. Devido às polaridades das tensões $v_{C2}(t)$ e $v_{in}(t)$ a corrente $i_{L2}(t)$ pode alcançar valores maiores ou iguais a I_L . Nesta situação tem-se a comutação da corrente do interruptor D_2 para S_2 .

Apesar desta alteração topológica, em relação ao circuito da Figura 4.8, apenas os esforços nos semicondutores D_2 e S_2 são alterados. Como se têm ainda os pontos **a** e **b** conectados entre si, a evolução das correntes e das tensões nos elementos do filtro de entrada permanecem inalteradas.

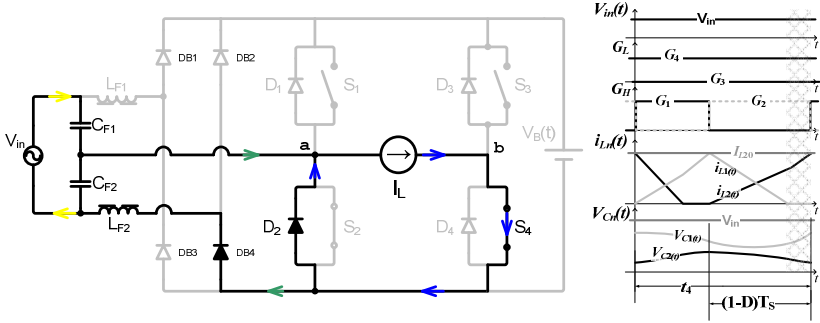


Figura 4.8 – Topologia Simplificada: 4ª Etapa de Operação.

Como S_4 permanece comandado durante todo o semiciclo positivo da fonte de alimentação e $I_L(t)$ permanece desacoplada do estágio de entrada, pode-se então construir um circuito elétrico equivalente para a etapa com a configuração ilustrada na Figura 4.9.

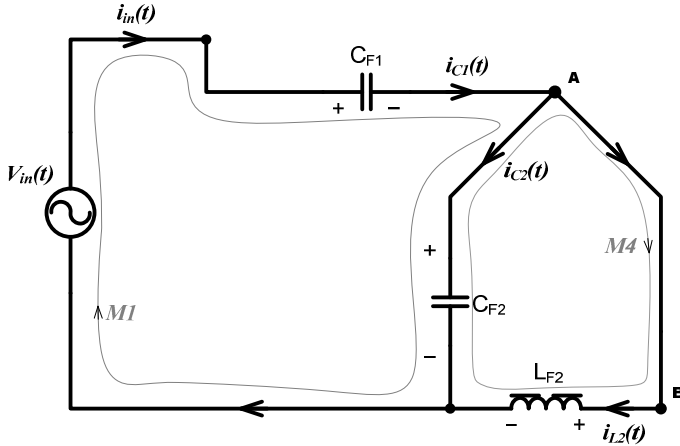


Figura 4.9 – Circuito elétrico equivalente: 4ª Etapa de Operação.

Através da análise das malhas do circuito equivalente (Figura 4.9), obtém-se as equações (4.55) e (4.56).

$$M_1 \rightarrow V_{in}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \quad (4.55)$$

$$M_4 \rightarrow v_{C2}(t) = v_{L2}(t) \quad (4.56)$$

Ao definir as condições iniciais não nulas desta etapa como $v_{C1}(t_3) = V_{C13}$, $v_{C2}(t_3) = V_{C23}$ e $i_{L2}(t_3) = I_{L23}$, pode-se escrever as equações fundamentais (4.57)–(4.59) dos elementos passivos do estágio de entrada.

$$V_{L2}(s) = sL_F I_{L2}(s) - L_F I_{L23} \quad (4.57)$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C1}(s) + \frac{V_{C13}}{s} \quad (4.58)$$

$$V_{C2}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C2}(s) + \frac{V_{C23}}{s} \quad (4.59)$$

E da análise dos nós do circuito simplificado extraí-se a relação (4.60).

$$i_{in}(t) = i_{C1}(t) = i_{C2}(t) + i_{L2}(t) \quad (4.60)$$

Assim como nas análises anteriores tem-se interesse em conhecer as correntes nos ramos do circuito. Iniciando-se a análise, por exemplo, pela determinação de $i_{L2}(t)$ tem-se inicialmente que determinar as relações entre estas correntes $i_{C1}(t)$ e $i_{C2}(t)$. Ao aplicar a $\mathcal{L}\{(4.56)\}$ obtém-se $V_{C2}(s) = V_{L2}(s)$ e introduzindo-se (4.57) nesta igualdade consegue-se chegar na equação (4.61).

$$I_{C2}(s) = \frac{s^2}{\omega_f^2} I_{L2}(s) - \frac{s}{\omega_f^2} I_{L23} - \frac{1}{Z_f \omega_f} V_{C23} \quad (4.61)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace nas equações (4.55) e (4.56), com o auxílio da equação (4.58) obtém-se a equação (4.62).

$$I_{C1}(s) = -\frac{s^2}{\omega_f^2} I_{L2}(s) - \frac{s}{\omega_f^2} I_{L23} - \frac{1}{Z_f \omega_f} V_{C13} + \frac{1}{Z_f \omega_f} V_{in} \quad (4.62)$$

Chega-se na equação (4.63) utilizando-se as expressões das correntes nos capacitores de filtragem em função da corrente $I_{L2}(s)$ e da $\mathcal{L}\{i_{C1}(t)\}$, dado que $i_{C1}(t)$ é descrito por (4.60).

$$\begin{aligned} I_{L2}(s) = & \left[\frac{s}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)^2} \right] I_{L23} - \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \left[\frac{\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)^2} \right] (V_{C13} - V_{C23}) \\ & + \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \left[\frac{\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)^2} \right] V_{in} \end{aligned} \quad (4.63)$$

Ao efetuar a $\mathcal{F}^{-1}\{(4.63)\}$ obtém-se a (4.64). Observa-se que $i_{L2}(t)$ apresenta um comportamento muito semelhante ao da segunda etapa de operação, ou seja, não-linear e fortemente dependente dos parâmetros de projeto do circuito.

$$i_{L2}(t) = \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) I_{L23} - \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) (V_{C13} - V_{C23}) \\ + \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) V_{in} \quad (4.64)$$

Através da equação (4.56) sabe-se que $V_{C2}(s) = V_{L2}(s)$ e como se conhece a expressão de $I_{L2}(s)$, com o auxílio de (4.57) ao aplicar a $\mathcal{F}^{-1}\{V_{C2}(s)\}$ chega-se na expressão da tensão no capacitor C_{F2} , dada por (4.65).

$$v_{C2}(t) = -\frac{Z_f}{\sqrt{2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) I_{L23} + \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) V_{C23} \quad (4.65)$$

A tensão $v_{C1}(t)$ pode ser obtida através da equação (4.63), uma vez que se sabe através das equações de malha (4.55) e (4.56) que $V_{C2}(s) = V_{in}(s) - V_{C1}(s)$. Com a manipulação destas equações obtém-se (4.66).

$$V_{C1}(s) = \frac{Z_f}{2} \left[\frac{\omega_f}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)^2} \right] I_{L23} + \frac{1}{2} \left[\frac{s}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)^2} \right] (V_{C13} - V_{C23}) \\ + \frac{1}{2} \left[\frac{s^2 + \omega_f^2}{s \left(s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)^2 \right)} \right] V_{in} \quad (4.66)$$

Aplicando-se a $\mathcal{F}^{-1}\{V_{C1}(s)\}$ obtém-se como resultado a equação (4.67).

$$v_{C1}(t) = \frac{Z_f}{\sqrt{2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) I_{L23} + \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) V_{C13} + \left(1 - \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right)\right) V_{in} \quad (4.67)$$

Da análise das correntes do circuito obteve-se $i_{in}(t) = i_{C1}(t)$.

Como se sabe que $i_{C1}(t) = C_F \frac{d}{dt} v_{C1}(t)$, através das relações elétricas fundamentais do capacitor, chega-se prontamente a corrente de entrada $i_{in}(t)$, dada pela equação (4.68).

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) I_{L23} - \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) V_{C13} + \frac{1}{\sqrt{2}Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}t\right) V_{in} \quad (4.68)$$

Assim como na segunda etapa, a extinção da corrente em um dos indutores de filtragem causa o desacoplamento entre os estágios.

Ainda, a evolução não linear da corrente de entrada pode causar a elevação de seu conteúdo harmônico em alta frequência. Vale observar, no entanto, que a frequência da evolução de $i_{in}(t)$ está relacionada a

uma fundamental de $\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}}\right)$. Assim, a escolha adequada da frequência de comutação pode atenuar estas distorções.

Quadro 4.1 – Correntes nos indutores de filtragem.
(a) Corrente $i_{L1}(t)$;

$I_{Ln}(t)$ Etapa	L_{F1}
I	$\frac{1}{2} \left(1 - \cos(\omega_f t) \right) I_{L20} + \frac{1}{Z_f} \text{sen}(\omega_f t) V_{C10}$ $- \frac{1}{2Z_f} \left(\omega_f t - \text{sen}(\omega_f t) \right) (V_B - V_{in})$
II	$\cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L11} + \frac{\sqrt{2}}{Z_f} \text{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C11}$
III	$\frac{1}{2} \left(1 + \cos(\omega_f t) \right) I_{L12} - \frac{1}{Z_f} \text{sen}(\omega_f t) V_{C22}$ $- \frac{1}{2Z_f} \left(\omega_f t + \text{sen}(\omega_f t) \right) (V_B - V_{in})$
IV	0

(b) Corrente $i_{L2}(t)$.

$I_{Ln}(t)$ Etapa	L_{F2}
I	$\frac{1}{2} \left(1 + \cos(\omega_f t) \right) I_{L20} - \frac{1}{Z_f} \text{sen}(\omega_f t) V_{C10}$ $- \frac{1}{2Z_f} \left(\omega_f t + \text{sen}(\omega_f t) \right) (V_B - V_{in})$
II	0
III	$\frac{1}{2} \left(1 - \cos(\omega_f t) \right) I_{L12} + \frac{1}{Z_f} \text{sen}(\omega_f t) V_{C22}$ $- \frac{1}{2Z_f} \left(\omega_f t - \text{sen}(\omega_f t) \right) (V_B - V_{in})$
IV	$\cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L23} + \frac{\sqrt{2}}{Z_f} \text{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C23}$

Quadro 4.2 – Tensões nos capacitores de filtragem.

(a) Tensão $v_{cF1}(t)$;

<i>Etapa</i> \ $V_{Cn}(t)$	C_{F1}
I	$\frac{Z_f}{2} \text{sen}(\omega_f t) I_{L20} + \cos(\omega_f t) V_{C10} - \frac{1}{2} (1 + \cos(\omega_f t)) (V_B - V_{in})$
II	$-\frac{Z_f}{\sqrt{2}} \text{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L11} + \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C11}$
III	$-\frac{Z_f}{2} \text{sen}(\omega_f t) I_{L12} + \cos(\omega_f t) V_{C12} + \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) (V_B + V_{in})$
IV	$\frac{Z_f}{\sqrt{2}} \text{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L23} + \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C13} + \frac{1}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right)\right) V_{in}$

(b) Tensão $v_{cF2}(t)$;

<i>Etapa</i> \ $V_{Cn}(t)$	C_{F2}
I	$-\frac{Z_f}{2} \text{sen}(\omega_f t) I_{L20} + \cos(\omega_f t) V_{C20}$ $+\frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) (V_B + V_{in})$
II	$\frac{Z_f}{\sqrt{2}} \text{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L11} + \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C21} + \frac{1}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right)\right) V_{in}$
III	$\frac{Z_f}{2} \text{sen}(\omega_f t) I_{L12} + \cos(\omega_f t) V_{C22}$ $-\frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) (V_B - V_{in})$
IV	$-\frac{Z_f}{\sqrt{2}} \text{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L23} + \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C23}$

Quadro 4.3 – Corrente e tensão na fonte de alimentação.

<i>Etapa</i> \ $V_{Cn}(t)$	$i_{in}(t)$	$v_{C1}(t) + v_{C2}(t)$
I	$\frac{1}{2} \left[I_{L20} - \frac{\omega_f}{Z_f} (V_B - V_{in}) t \right]$	
II	$i_{in}(t) = i_{C2}(t)$	
III	$\frac{1}{2} \left[I_{L12} - \frac{\omega_f}{Z_f} (V_B - V_{in}) t \right]$	$V_{in}(t)$
IV	$i_{in}(t) = i_{C1}(t)$	

Ao final da quarta etapa ocorre a inversão dos pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 e com isto a estrutura volta a assumir o estado topológico da primeira etapa e o ciclo reinicia.

Tendo-se percorrido os estados topológicos da estrutura, no Modo **I**, pode-se então agrupar as equações resultantes para avaliar qual será a melhor abordagem para a determinação da evolução destas grandezas ao longo do período da fonte de alimentação.

4.4 MODO LINEAR

Mesmo com as simplificações já aplicadas ficam evidentes, ao observar as equações no Quadro 4.1 e no Quadro 4.2, os comportamentos não lineares das tensões e das correntes na estrutura. Para que seja completada a análise, tem-se ainda que considerar que a tensão de alimentação varia de acordo com (4.69). Assim, determinar as condições iniciais de cada etapa, bem como os instantes de transição t_1 e t_3 , torna-se uma tarefa ainda mais complexa.

$$V_{in}(t) = V_p \sin(\omega_r t) \quad (4.69)$$

Onde, $\omega_r = 2\pi F_R$ e é denominada frequência angular da fonte.

De forma a propor-se uma aproximação inicial, para que se possam projetar os elementos do circuito de forma simplificada e, assim, avaliar as suas características, mesmo que sob uma condição estrita de funcionamento, opta-se por efetuar as seguintes simplificações nos parâmetros de projeto:

H1. Frequência natural de oscilação $f_f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}}$, muito menor

do que a frequência de comutação dos interruptores “F_s”;

H2. As componentes de alta frequência das correntes, dos indutores de filtragem L_{F1} e L_{F2}, circulam por seus respectivos capacitores de C_{F1} e C_{F2};

H3. As tensões médias instantâneas nos capacitores de filtragem $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$ variam senoidalmente, em fase com a tensão da rede e podem ser descritas por (4.70) e (4.71).

$$v_{C1}(t) = V_{C1p} \sin(\omega_r t) \quad (4.70)$$

$$v_{C2}(t) = V_{C2p} \sin(\omega_r t) \quad (4.71)$$

Estas considerações permitem que se reduzam as equações das correntes nos indutores de filtragem, descritas na Quadro 4.1, até as relações simplificadas mostradas no Quadro 4.4.

Quadro 4.4 – Correntes nos indutores de filtragem "Simplificadas".

<i>I_{Ln(t)}</i>	L _{F1}	L _{F2}
<i>Etapas</i>		
I	$\frac{\omega_f}{Z_f} V_{C10} t$	$I_{L20} - \frac{\omega_f}{Z_f} (V_B - V_{C20})$
II	$I_{L11} + \frac{\omega_f}{Z_f} V_{C11} t$	0
III	$I_{L12} - \frac{\omega_f}{Z_f} (V_B - V_{C12})$	$\frac{\omega_f}{Z_f} V_{C22} t$
IV	0	$I_{L23} + \frac{\omega_f}{Z_f} V_{C23} t$

Sabe-se, através da análise das etapas de operação, que a tensão aplicada sobre o indutor evolui segundo a relação:

$$\overbrace{v_{C1}(t)}^{t_0-t_1} \rightarrow \overbrace{v_{C1}(t)}^{t_1-t_2} \rightarrow \overbrace{(v_{C1}(t) - V_B)}^{t_2-t_3} \rightarrow \overbrace{0}^{t_3-t_4}$$

Com o auxílio da hipótese H3 pode-se substituir as condições iniciais das tensões nos capacitores pelo seu equivalente médio instantâneo e, com isto, definir a ondulação da corrente no indutor de

filtragem L_{F1} , ao longo da evolução da tensão de entrada, apresentada em (4.72).

$$\Delta I_{L1}(t) = \frac{\omega_f}{Z_f} V_{C1p} \text{sen}(\omega_r t) [t_2 - t_0] \quad (4.72)$$

De forma análoga, pode-se obter a expressão da ondulação de corrente em $i_{L2}(t)$ durante a sua evolução no intervalo $t_4 - t_2$, onde a

tensão $v_{C2}(t) \xrightarrow{t_2-t_3} v_{C2}(t) \xrightarrow{t_3-t_4}$. A partir disto consegue-se, através das equações simplificadas, chegar na equação (4.73).

$$\Delta I_{L2}(t) = \frac{\omega_f}{Z_f} V_{C2p} \text{sen}(\omega_r t) [t_4 - t_2] \quad (4.73)$$

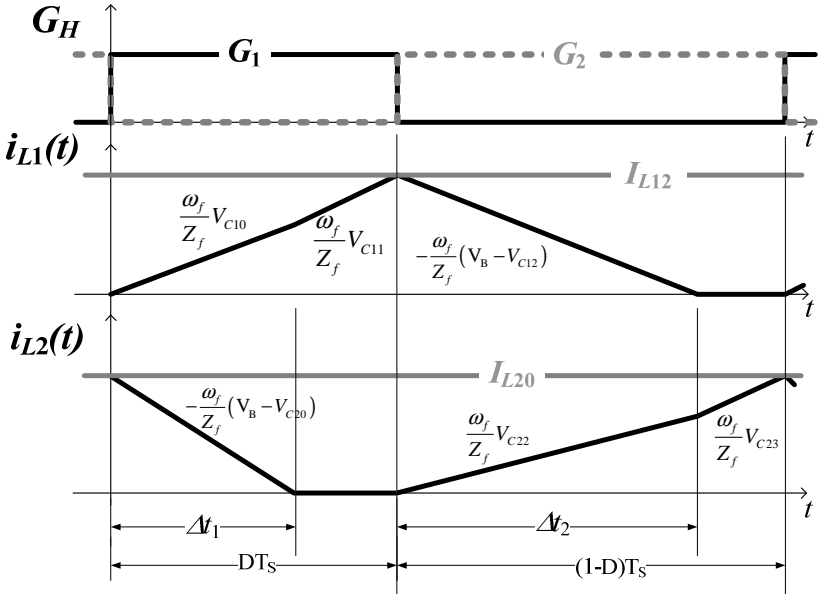


Figura 4.10 – Evolução das correntes nos indutores – Simplificada.

Apesar de não conhecer as durações dos intervalos Δt_1 e Δt_2 (Figura 4.10), pode-se descrever as evoluções das ondulações de corrente nos indutores durante estes intervalos. Uma vez que as tensões aplicadas durante esses intervalos são:

$$v_{L1}(t) = \frac{\omega_f}{Z_f} [V_B - v_{C1}(t)] \quad (4.74)$$

e

$$v_{L2}(t) = \frac{\omega_f}{Z_f} [V_B - v_{C2}(t)]. \quad (4.75)$$

Obtém-se as equações (4.76) e (4.77).

$$\Delta I_{L1}(t) = \frac{\omega_f}{Z_f} [V_B - V_{C1p} \text{sen}(\theta_r t)] \Delta t_2(t) \quad (4.76)$$

$$\Delta I_{L2}(t) = \frac{\omega_f}{Z_f} [V_B - V_{C2p} \text{sen}(\theta_r t)] \Delta t_1(t) \quad (4.77)$$

Tem-se que manter em mente que os objetivos do estágio de CFP são drenar uma corrente com baixa DHT da fonte de alimentação e fornecer ao segundo estágio uma tensão de barramento $V_B(t)$ com baixas ondulações.

Durante a análise das etapas de operação do conversor, no Modo Linear, pôde-se constatar que $i_{in}(t)$ tem sua ondulação em alta frequência inversamente proporcional ao parâmetro $L_F = Z_f / \omega_f$ e diretamente proporcional à diferença $V_B - V_{in}$, isto durante a 1ª e 3ª etapas de operação. Pode-se então explorar esse comportamento para definir as diretrizes de projeto dos elementos do conversor, tal que:

H4. O parâmetro $\alpha = V_p / V_B$ será mantido o mais próximo da unidade, se assim o equacionamento permitir, para reduzir a ondulação de corrente na fonte de alimentação;

H5. O ajuste da indutância L_F será feito para minimizar os intervalos em que o conversor opera na 2ª e 4ª etapas, ao longo do período de $V_{in}(t)$;

H6. Tem-se que manter as correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ no modo de condução descontínuo (MCD), durante toda a faixa de operação.

Para minimizar as etapas indesejadas, primeiro é necessário conhecer os intervalos $\Delta t_1(t)$ e $\Delta t_2(t)$. Devido ao modo de operação da estrutura sabe-se que $t_2 - t_0 = DT_s$. Ao igualar as equações (4.72) e (4.76) chega-se na (4.78).

$$\Delta t_2(t) = \frac{\alpha_1 \text{sen}(\omega_r t)}{1 - \alpha_1 \text{sen}(\omega_r t)} DT_s \quad (4.78)$$

Sendo que, $\alpha_1 = V_{C1p} / V_B$.

Percebe-se, ao normalizar $\Delta t_2(t)$ (Figura 4.11), que o intervalo possui seu valor máximo no instante de pico da tensão de entrada ($\theta_r = \pi/2$).

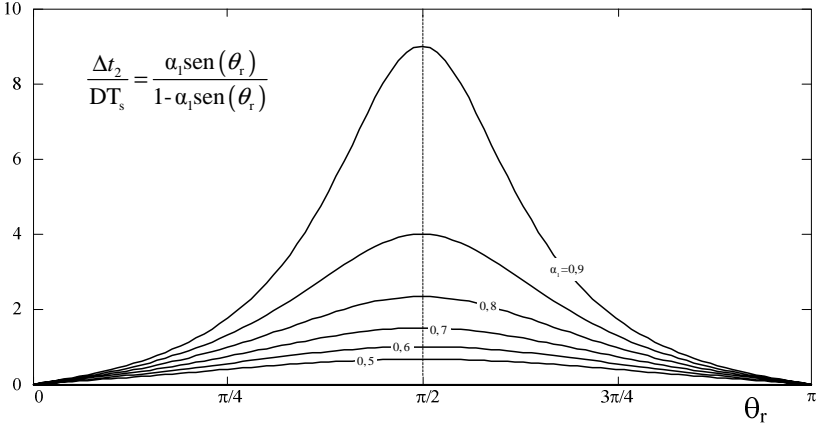


Figura 4.11 – Comportamento normalizado de $\Delta t_2(t)$.

Analisando-se a operação no instante de pico de $v_{in}(t)$, para que haja a condução crítica de $i_{L1}(t)$, o intervalo $\Delta t_2 = (1-D)T_s$. Aplicando-se esta condição em (4.78) conclui-se que ao optar pela operação crítica da corrente em $i_{L1}(t)$, as relações (4.79) e (4.80) devem ser respeitadas.

$$\alpha_1 = (1-D) \quad (4.79)$$

$$\alpha_2 = \alpha - (1-D) \quad \because \quad \alpha_2 = V_{C2p}/V_B \quad (4.80)$$

Para chegar na equação (4.81) e, com isto, analisar a evolução do intervalo $\Delta t_1(t)$, basta agrupar as equações (4.73) e (4.77) considerando-se que $t_4 - t_2 \triangleq (1-D)T_s$.

$$\Delta t_1(t) = \frac{\alpha_2 \sin(\omega_r t)}{1 - \alpha_2 \sin(\omega_r t)} (1-D)T_s \quad (4.81)$$

Parametrizando $\Delta t_1(t)/(1-D)T_s$ chega-se na mesma relação descrita através da Figura 4.11. Logo, também será no pico da tensão de entrada que $\Delta t_1(t)$ assumirá seu valor máximo. Caso se deseje que, durante a operação do reator, $i_{L2}(t)$ opere no MCC basta fazer

$\Delta t_1 = DT_s$ em (4.81). Esta condição faz com que as relações dadas por (4.82) e (4.83) sejam impostas ao sistema.

$$\alpha_1 = \alpha - D \quad (4.82)$$

$$\alpha_2 = D \quad (4.83)$$

Como se dispõe de dois intervalos onde as correntes $i_{L_n}(t)$ podem entrar no MCC, tem-se que analisar este comportamento antes que se possa seguir adiante no dimensionamento dos elementos do circuito. Deve-se, então, determinar qual dos intervalos permite a operação da estrutura com a menor distorção da corrente de entrada. Ou seja, ter o sistema operando nas condições onde $\Delta t_1 \rightarrow DT_s$ e $\Delta t_2 \rightarrow (1-D)T_s$ durante o maior ângulo de condução $\theta_r = \omega_r t$.

Ao optar pela otimização do intervalo $\Delta t_2(t)$ recai-se nas condições de operação (4.79) e (4.80), ficando os períodos $\Delta t_1(t)$ e $\Delta t_2(t)$ definidos pelas equações (4.84) e (4.85).

$$\Delta t_1(t) = \frac{(\alpha - (1-D)) \text{sen}(\omega_r t)}{\left[1 - (\alpha - (1-D)) \text{sen}(\omega_r t)\right]} (1-D)T_s \quad (4.84)$$

$$\Delta t_2(t) = \frac{(1-D) \text{sen}(\omega_r t)}{1 - (1-D) \text{sen}(\omega_r t)} DT_s \quad (4.85)$$

Idealmente deseja-se que o intervalo $\overline{\Delta t(t)} \rightarrow 1$, dado por (4.86), quando $\theta_r \rightarrow \pi/2$ para que a estrutura opere nas etapas I e III. Isto ocorre devido às simplificações no controle e na análise da ondulação de $i_{in}(t)$, proporcionadas pela variação linear de $i_{in}(t)$ durante estas etapas.

$$\overline{\Delta t(t)} = \frac{\Delta t_1(t) + \Delta t_2(t)}{T_s} \quad (4.86)$$

Ao traçar as curvas de nível, ilustradas na Figura 4.12, observa-se ao longo do semiciclo de $V_{in}(t)$, que não só o fator $\alpha = V_p/V_B$ influencia no comportamento de $\overline{\Delta t(t)}$, também a razão cíclica afeta diretamente a evolução da corrente $i_{L1}(t)$.

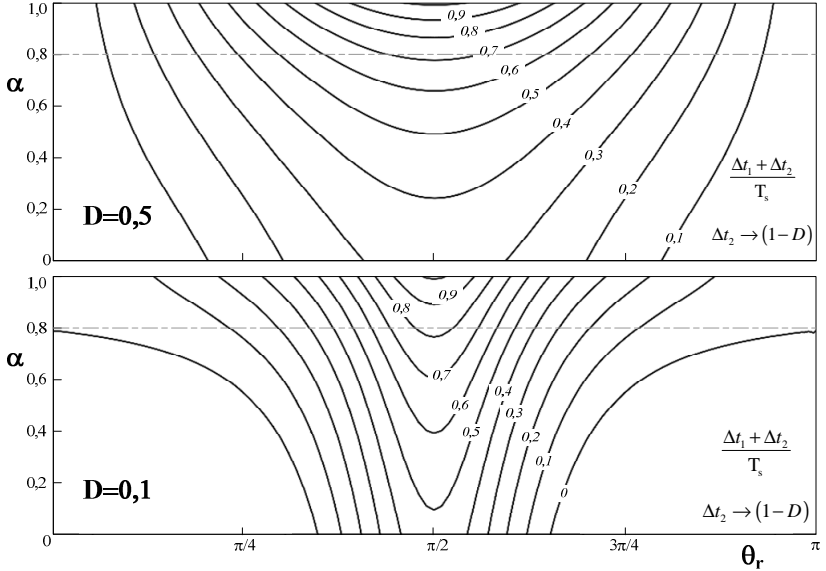


Figura 4.12 – Influência da variação da razão cíclica no período de condução normalizado.

Tome-se, por exemplo, um $\alpha = 0,8$ tal qual o ilustrado na Figura 4.12. Como as linhas nas curvas de nível representam os limites entre regiões adjacentes, fica evidente que são necessários ângulos de condução cada vez maiores para que a estrutura opere com o mesmo $\overline{\Delta t(t)}$ à medida que $D \rightarrow 0$.

$$\Delta t_1(t) = \frac{D \operatorname{sen}(\omega_r t)}{1 - D \operatorname{sen}(\omega_r t)} (1 - D) T_s \quad (4.87)$$

$$\Delta t_2(t) = \frac{(\alpha - D) \operatorname{sen}(\omega_r t)}{1 - (\alpha - D) \operatorname{sen}(\omega_r t)} D T_s \quad (4.88)$$

Caso se opte por aperfeiçoar o intervalo $\Delta t_1(t)$ tem-se que operar com as condições impostas por (4.82) e (4.83). Com isto, os intervalos $\Delta t_1(t)$ e $\Delta t_2(t)$ passam a ser definidos em (4.87) e (4.88). Ao traçar o período de condução normalizado para esta nova condição (Figura 4.13), verifica-se, mais uma vez, que o aumento de α provoca o aumento do ângulo de condução para uma dada razão cíclica.

Vale observar que para $D = 0,5$ as relações (4.84) e (4.88) são idênticas a (4.85) e (4.87) respectivamente.

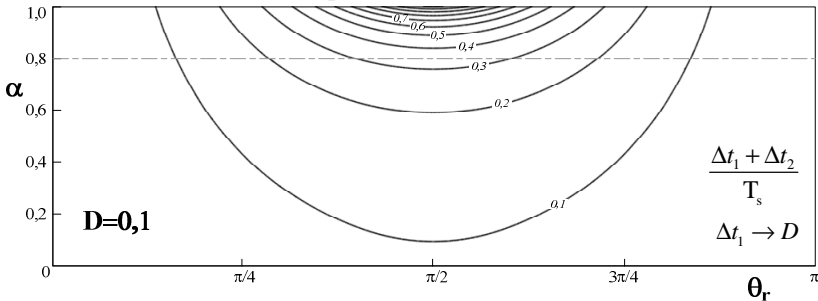


Figura 4.13 – Período de condução normalizado — $\Delta t_1 \rightarrow D$.

Após a análise dos intervalos de condução $\Delta t_1(t)$ e $\Delta t_2(t)$ dois aspectos do funcionamento da estrutura tornam-se evidentes: as elevações desses intervalos à medida que o ângulo de condução $\theta_r \rightarrow \pi/2$ com $\alpha \rightarrow 1$; e a redução da ondulação na corrente de entrada à medida que o intervalo $\Delta t_n \rightarrow 0,5$, ou seja, com razão cíclica $D \rightarrow 0,5$.

Devido à abordagem escolhida, para a operação e controle do estágio inversor, o parâmetro D não deve ser pré-fixado pelo estágio de CFP sob pena de deteriorarem-se as características da lâmpada devido à operação sob condições inadequadas de corrente e de tensão.

Obviamente tem-se que buscar alternativas na escolha dos limites de operação para que $i_{in}(t)$ respeite os limites de DHT [25], para toda a faixa de operação.

Outro aspecto que se deve observar é o levantado em H6, ou seja, devem-se manter as correntes $i_{Ln}(t)$ no MCC nas situações críticas de carga e/ou ação de controle. Isto impõe que o ponto de operação do reator deva se situar afastado dos valores limites de α_1 e α_2 .

Uma aproximação simples para manter a estrutura fora destes limites dá-se através da operação no ponto médio das restrições. Desta forma, o projeto dos elementos da estrutura deve garantir que as relações (4.89) e (4.90) sejam respeitadas. Ou, em última análise que esses sejam derivados destas relações.

$$\overline{\alpha}_1 = \overbrace{(1-D)/2}^{\Delta t_2 \rightarrow (1-D)T_s} + \overbrace{(\alpha-D)/2}^{\Delta t_2 \rightarrow (1-D)T_s} = \alpha - (2D-1)/2 \quad (4.89)$$

$$\overline{\alpha_2} = \overbrace{\alpha - (1-D)/2}^{\Delta t_2 \rightarrow (1-D)T_s} + \overbrace{D/2}^{\Delta t_1 \rightarrow DT_s} = \alpha + (2D-1)/2 \quad (4.90)$$

Ao utilizar as relações (4.89) e (4.90) tem-se um erro ou afastamento da situação crítica de operação ε_α , dado pela equação (4.91), em função apenas do parâmetro α , o que permite posicionar-se os desvios igualmente, em relação ao MCC, de forma simples.

$$\varepsilon_a = \left| \overline{\alpha_1} - \alpha_1 \right| = \left| \overline{\alpha_2} - \alpha_2 \right| = \left| 1 - \alpha/2 \right| \quad (4.91)$$

4.4.1 Característica de Saída

De posse das relações que definem as tensões, nos capacitores de filtragem C_{Fn} , pode-se então obter as relações que definem o comportamento, em regime permanente, da estrutura. Com esse objetivo o primeiro fator a ser obtido será a característica de saída do conversor, ou seja, a relação entre a corrente média injetada na estrutura e a tensão de barramento resultante.

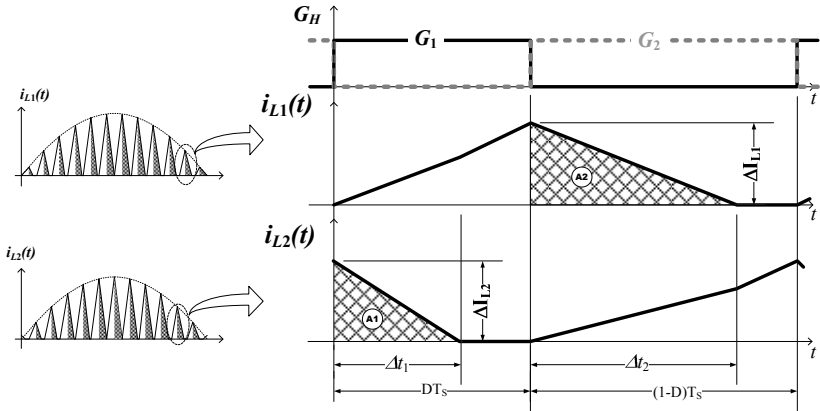


Figura 4.14 – Parcela das correntes $i_{Ln}(t)$ injetadas na estrutura.

Ao analisar as etapas de operação do conversor percebe-se que a transferência de energia dos indutores L_{F1} e L_{F2} para C_B ocorre nos intervalos $\Delta t_1(t)$ e $\Delta t_2(t)$. Calculando-se os valores médios das áreas A_1 e A_2 (Figura 4.14).

Substituindo-se (4.89) em (4.72) chega-se ao valor de pico de $i_{L1}(t)$ em um período de comutação durante um intervalo qualquer de θ_r , dado por (4.92).

$$\Delta I_{L1}(t) = \frac{V_B}{F_S L_f} \left[\frac{\alpha - (2D - 1)}{2} \right] D \text{sen}(\omega_r t) \quad (4.92)$$

Com o auxílio de (4.89) pode-se também chegar no valor do intervalo $\Delta t_2(t)$, apresentado na equação (4.93).

$$\Delta t_2(t) = \frac{\text{sen}(\omega_r t)}{\beta - \text{sen}(\omega_r t)} D T_s \quad (4.93)$$

Com, $D < \left(\frac{1 + \alpha}{2} \right)$ e $\beta = \frac{2}{\alpha - (2D - 1)}$.

O valor médio instantâneo [22] de $i_{L1}(t)$ pode ser então obtido calculando-se a área A_2 (Figura 4.14), dentro de um período de comutação, o que produz como resultado a equação (4.94).

$$\widehat{I_{L1}(\theta_r)} = I_o \left[\frac{\pi D^2}{\beta \alpha} \right] \left(\frac{\text{sen}(\theta_r)^2}{\beta - \text{sen}(\theta_r)} \right) \because I_o = \frac{V_p}{2\pi F_S L_F} \quad (4.94)$$

Para chegar à expressão (4.95), da corrente média de $i_{L1}(t)$ dentro de um período da fonte de alimentação, tem-se ainda que integrar (4.94) com $\theta_r \in [0; \pi]$.

$$\overline{I_{L1}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \widehat{I_{L1}(\theta_r)} d\theta_r = I_o \Psi_1 \quad (4.95)$$

$$\text{Onde, } \Psi_1 = \left[\frac{2D^2}{\beta \alpha} \right] \left[\frac{\beta^2}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \left(\frac{\pi}{2} + \text{atan} \left(\frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \right) \right) - \beta \frac{\pi}{2} - 1 \right].$$

Dado que a corrente média total, injetada no capacitor de barramento C_B , possui componentes de ambos os indutores de filtragem, tem-se ainda que calcular o valor médio instantâneo da corrente $i_{L2}(t)$.

Tem-se então que determinar o intervalo $\Delta t_1(t)$. Para tal, basta introduzir $\overline{\alpha_2}$, dado por (4.90), na equação (4.81) para com isto chegar à equação (4.96).

$$\Delta t_1(t) = \frac{\text{sen}(\theta_r)}{\varphi - \text{sen}(\theta_r)} (1 - D) T_s \quad (4.96)$$

Com, $D > \left(\frac{1-\alpha}{2} \right)$ e $\varphi = \frac{2}{\alpha + (2D-1)}$.

Uma forma simples de obter o valor médio instantâneo de $i_{L2}(t)$, apresentado em (4.97) dá-se através do cálculo da área A_2 (Figura 4.14), durante um período de comutação T_s . O valor de pico da corrente $i_{L2}(t)$ é obtido com o auxílio das equações (4.77) e (4.90).

$$\widehat{I_{L2}(\theta_r)} = I_o \left[\frac{\pi (1-D)^2}{\varphi \alpha} \right] \left(\frac{\sin(\theta_r)^2}{\varphi - \sin(\theta_r)} \right) \quad (4.97)$$

Por fim, dentro de um período da fonte de alimentação $\theta_r \in [0; 2\pi]$ daí o valor médio da corrente $i_{L2}(t)$, pode ser obtido tal qual o demonstrado em (4.98).

$$\overline{I_{L2}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \widehat{I_{L2}(\theta_r)} d\theta_r = I_o \Psi_2 \quad (4.98)$$

Onde,

$$\Psi_2 = \left[\frac{2(1-D)^2}{\varphi \alpha} \right] \left[\frac{\varphi^2}{\sqrt{\varphi^2 - 1}} \left(\frac{\pi}{2} + \text{atan} \left(\frac{1}{\sqrt{\varphi^2 - 1}} \right) \right) - \varphi \frac{\pi}{2} - 1 \right].$$

Pode-se então obter a corrente média de saída dada por (4.99).

$$\overline{I_L} = I_o (\Psi_1 + \Psi_2) \quad (4.99)$$

Normalizando-se a equação (4.99) em relação à I_o , consegue-se traçar a Figura 4.15, onde se observam características com a variação da razão cíclica como: redução do ganho de tensão α com $D \rightarrow 0$; elevação da faixa de variação do ganho de tensão com $D \rightarrow 1/2$.

Verifica-se que variações na corrente média de saída I_o alteram a tensão de saída do conversor, podendo inclusive elevá-la a valores destrutivos quando se operam com razões cíclicas superiores as projetadas inicialmente.

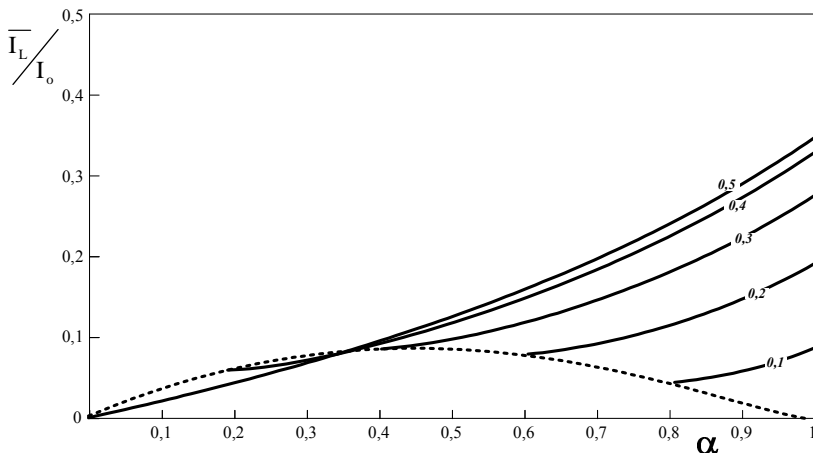


Figura 4.15 – Corrente média de saída normalizada.

4.4.2 Corrente de Entrada

Para determinar a expressão da corrente de entrada do conversor algumas considerações iniciais devem ser efetuadas:

- H7.** Opera-se com os valores médios instantâneos das correntes, ao longo do período da fonte de alimentação;
- H8.** A corrente média instantânea nos capacitores de filtragem é considerada desprezível com $0 \leq \omega_r t \leq 2\pi$.

Estas suposições advêm de considerações práticas a respeito da operação do conversor, ou seja, de restrições físicas conhecidas nos circuitos. Especificamente, a existência de indutâncias parasitas nas linhas de alimentação e/ou na fonte de alimentação, acaba por tornar esta hipótese válida, apesar de não necessária para o funcionamento do conversor no Modo I.

A última hipótese advém do comportamento das correntes $i_{Cn}(t)$ ao observar, durante as etapas de operação do conversor, que a relação $V_{in}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t)$ é sempre válida, o que, conforme mostrado em (4.100), depende apenas do valor da capacitância C_F , que é um parâmetro de projeto.

$$C_F \frac{d}{dt} V_{in}(t) = \underbrace{C_F \frac{d}{dt} v_{C1}(t)} + \underbrace{C_F \frac{d}{dt} v_{C2}(t)} \quad (4.100)$$

$$0 \approx i_{C1}(t) + i_{C2}(t) \Leftrightarrow C_F \ll 1/V_p \omega_r$$

Através da simplificação efetuada em (4.100) e com o auxílio das equações de malha para o circuito do conversor (Figura 4.1), pode-se obter a relação que descreve o comportamento da corrente de entrada, tal qual o demonstrado em (4.101).

$$\underbrace{\widehat{i_{in}(t)} = \widehat{i_{L1}(t)} + \widehat{i_{C1}(t)}}_{\widehat{i_{in}(t)} = \widehat{i_{L2}(t)} + \widehat{i_{C2}(t)}} \rightarrow 2\widehat{i_{in}(t)} = \widehat{i_{L1}(t)} + \widehat{i_{L2}(t)} + \overbrace{\widehat{i_{C1}(t)} + \widehat{i_{C2}(t)}}^0 \quad (4.101)$$

Pode-se ainda reduzir (4.101) em função da simplificação realizada para a obtenção de (4.100) pois, em regime permanente a única solução que satisfaz esta equação é $\widehat{i_{L1}(t)} = \widehat{i_{L2}(t)}$, como consequência $\widehat{i_{L1}(t)} = \widehat{i_{L2}(t)} = \widehat{i_{in}(t)}$.

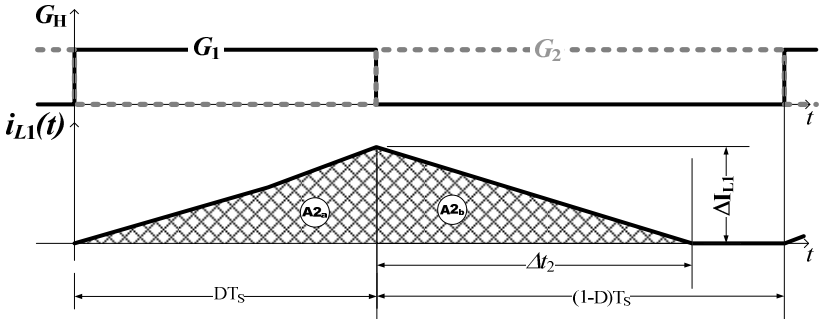


Figura 4.16 – Cálculo do valor médio instantâneo da corrente $i_{L1}(t)$.

Para chegar na expressão da corrente $\widehat{i_{in}(t)}$ tem-se que calcular o valor médio da corrente de um dos indutores de entrada (L_{F1} ou L_{F2}). Tomando-se $i_{L1}(t)$, por exemplo, para obter a $\widehat{i_{L1}(t)}$ tem-se que adicionar a (4.94) o valor médio instantâneo referente à área $A2_a$ (Figura 4.16), ou seja, o fator $\Delta I_{L1}(t)DT_S/2$ chegando-se então a equação (4.102).

$$\widehat{i_{L1}(\theta_r)} = I_o \left[\frac{\pi D^2}{\beta \alpha} \right] \left(\sin(\theta_r) + \frac{\sin(\theta_r)^2}{\beta - \sin(\theta_r)} \right) \because \theta_r = \omega_r t \quad (4.102)$$

A representação matemática da corrente $\widehat{i_{L1}(\theta_r)}$, tal qual a apresentada em (4.102), não é capaz de representar o real

comportamento de $\widehat{i_{L1}}(\theta_r)$ com $0 \leq \theta_r \leq 2\pi$, pois, como se sabe, com a inversão de polaridade da tensão da alimentação ocorre a inversão dos pulsos de comando dos interruptores. Isto afeta os estados topológicos da estrutura.

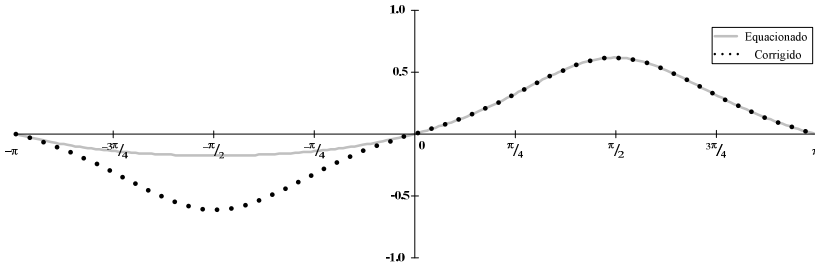


Figura 4.17 – Efeito da correção na equação do valor de $\widehat{i_{in}}(\theta_r)$.

No entanto, ao analisar as correntes e tensões nos elementos de filtragem, o que se observa, a menos da inversão de polaridade, é um comportamento idêntico ao obtido durante o semiciclo positivo de $V_{in}(t)$.

Uma forma de corrigir a distorção matemática¹⁷ na equação (4.102), dá-se através da alteração de (4.78) para que $\Delta t_2(t) \geq 0$ quando $0 \leq \theta_r \leq 2\pi$. Ao operar com o $|\text{sen}(\theta_r)|$, consegue-se garantir que esta restrição é atendida e, com isto, chega-se na equação (4.103).

$$\widehat{i_{L1}}(\theta_r) = I_o \left[\frac{\pi D^2}{\beta \alpha} \right] \text{sen}(\theta_r) \left(1 + \frac{|\text{sen}(\theta_r)|}{\beta - |\text{sen}(\theta_r)|} \right) \quad \forall \theta_r \in [0; 2\pi] \quad (4.103)$$

Para ilustrar o efeito da correção de $\widehat{i_{L1}}(\theta_r)$, na Figura 4.17 têm-se traçadas as equações (4.102) e (4.103), para uma situação hipotética onde $D=0,4$ e $\alpha=0,9$.

4.4.3 DHT e FP

Ao considerar que a frequência de comutação utilizada no estágio inversor é várias ordens de grandeza maior do que a da fonte de

¹⁷ Esta distorção não afeta os cálculos de valores médios efetuados para a obtenção de equações como (4.95) e (4.98), por não distorcer as variáveis no intervalo $0 \leq \theta_r \leq \pi$, onde foram calculadas.

alimentação pode-se desprezar o conteúdo harmônico no entorno dos múltiplos de F_s para a determinação da corrente de entrada do reator.

Além disto, ao efetuar a correção na equação do valor médio da corrente de entrada, pode-se, com o auxílio da expansão em Série de Fourier (A.1) [84], determinar as componentes harmônicas contidas em (4.103).

Podem-se explorar as características de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$ e simplificar a análise para a obtenção dos coeficientes a_v , a_k e b_k apresentados no Anexo A. Por exemplo, como $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$ tem a simetria ímpar¹⁸ seu valor médio é nulo, ou seja, $I_{Lav} = a_v = 0$. Explorando-se esta e outras simetrias de (4.103) chega-se ao conjunto de equações (4.104).

Ímpar:

$$I_{Lav} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0+\pi} \widehat{i_{in}(\theta_r)} d\theta_r = 0 \quad \forall \quad k \quad (4.104)\text{-a}$$

$$I_{Lak} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0+2\pi} \widehat{i_{in}(\theta_r)} \cos(k\theta_r) d\theta_r = 0 \quad \forall \quad k \quad (4.104)\text{-b}$$

Simetria 1/2 onda¹⁹:

$$I_{Lbk} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0+2\pi} \widehat{i_{in}(\theta_r)} \sin(k\theta_r) d\theta_r = 0 \quad \forall \quad k \text{ par.} \quad (4.104)\text{-c}$$

$$I_{Lbk} = \frac{4}{\pi} \int_{\theta_0}^{\pi/2} \widehat{i_{in}(\theta_r)} \sin(k\theta_r) d\theta_r = 0 \quad \forall \quad k \text{ ímpar.} \quad (4.104)\text{-d}$$

Com as simplificações efetuadas em (4.104), pode-se então reescrever a expressão que define a DHT, apresentada no capítulo introdutório, agora porém em função das suas “n” componentes harmônicas.

$$DHT = \sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} \left(\frac{I_{Lhn}}{I_{Lh1}} \right)^2} \quad \therefore \quad I_{Lhn} \rightarrow \text{Amplitude da n-ésima componente}$$

$$I_{Lh1} \rightarrow \text{Amplitude da componente fundamental}$$

Introduzindo-se a expressão corrigida de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$ (4.103), na expressão de I_{Lbk} para k ímpar, apresentada em (4.104) após efetuarem-se as devidas manipulações matemáticas chega-se as

¹⁸ Uma função possui simetria ímpar quando $-f(t) = f(t)$.

¹⁹ Uma função possui simetria de 1/2 onda quando $f(t+T/2) = -f(t)$.

equações (4.105) a (4.108) que representam as amplitudes das componentes de primeira à sétima ordem de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$.

✓ Primeira Harmônica ou Fundamental:

$$I_{Lh1} = \frac{8I_o D^2}{\alpha \sqrt{\beta^2 - 1}} \left[\left(\operatorname{atan}\left(\frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right) + \operatorname{atan}\left(\frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right) \right) \beta^2 - \frac{\pi \sqrt{\beta^2 - 1}}{4} \beta - \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{2} \right] [A] \quad (4.105)$$

✓ Terceira Harmônica:

$$I_{Lh3} = \frac{8I_o D^2}{\alpha \sqrt{\beta^2 - 1}} \left[3 \left(\operatorname{atan}\left(\frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right) + \operatorname{atan}\left(\frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right) \right) \beta^2 - \frac{\pi \sqrt{\beta^2 - 1}}{4} \beta - \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{6} \right] [A] \quad (4.106)$$

$$- 4I_{Lh1} \beta^2$$

✓ Quinta Harmônica:

$$I_{Lh5} = \frac{8I_o D^2}{\alpha \sqrt{\beta^2 - 1}} \left[10 \left(\operatorname{atan}\left(\frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right) + \operatorname{atan}\left(\frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right) \right) \beta^2 - \frac{\pi \sqrt{\beta^2 - 1}}{2} \beta - \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{5} \right] [A] \quad (4.107)$$

$$- (I_{Lh3} + 2I_{Lh1}) 8\beta^2$$

✓ Sétima Harmônica:

$$I_{Lh7} = \frac{8I_o D^2}{\alpha \sqrt{\beta^2 - 1}} \left[7 \left(\operatorname{atan}\left(\frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right) + \operatorname{atan}\left(\frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right) \right) \beta^2 - \frac{\pi \sqrt{\beta^2 - 1}}{4} \beta - \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{14} \right] [A] \quad (4.108)$$

$$- (I_{Lh5} + 4I_{Lh3} + 6I_{Lh1}) 2\beta^2$$

Normalizando-se a fundamental de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$, em relação ao parâmetro I_o , pode-se traçar a Figura 4.18. Observam-se algumas características como a redução da faixa de operação com a redução de D , a operação do conversor como elevador de tensão e o máximo valor

teórico para $I_{Lh1} \cong \frac{I_o}{\sqrt{2}}$ quando $D \rightarrow 0.5$. Além disto, observa-se a concordância entre os resultados obtidos antes (Figura 4.15) e após a simplificação (Figura 4.18) de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$.

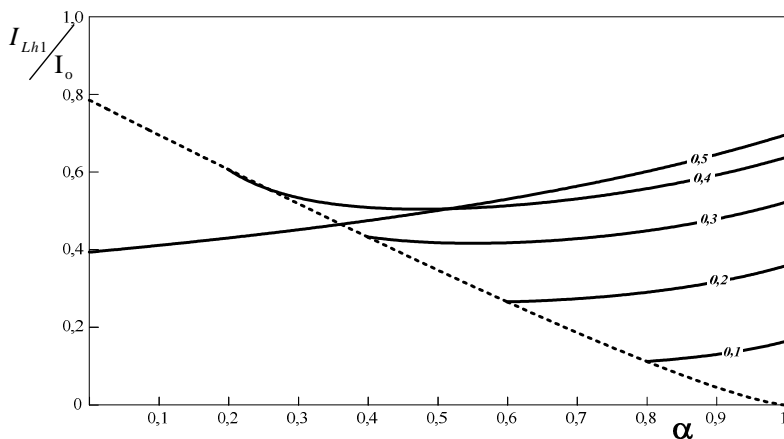
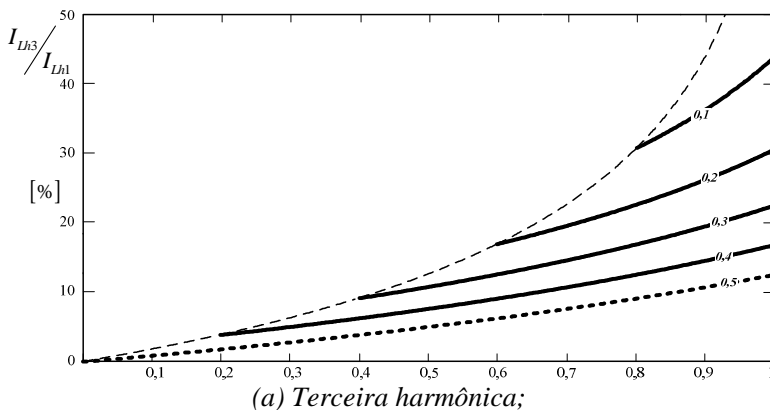


Figura 4.18 – Componente fundamental de $i_{in}(t)$.

Apesar de, segundo a definição da $\mathbb{F}\{f(t)\}$, necessitar-se de infinitas componentes para representar $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$, por simplicidade e devido à gradativa redução nas amplitudes das harmônicas, como se observa na Figura 4.19, arbitra-se, para a determinação da DHT do reator, que a série estende-se até a sua sétima componente, ou seja, o coeficiente $n \in [3; 5; 7]$.



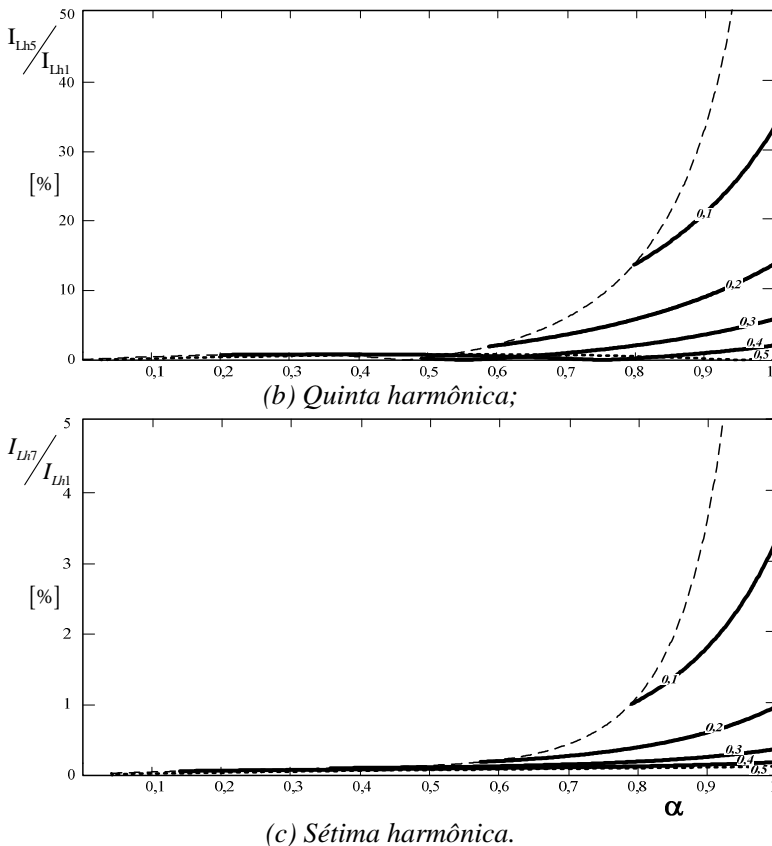


Figura 4.19 – Componentes harmônicas de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$.

4.4.4 Indutor de Filtragem

Através do balanço das potências de entrada e de saída do conversor tem-se uma forma simples de determinar a indutância de filtragem L_F . Para tal, basta observar-se que a potência de entrada do conversor P_{in} , que é dada por (4.109), está relacionada à de saída $P_{in} = P_O$. Isto se forem desconsideradas as perdas devido aos elementos parasitas e a comutação dos interruptores.

$$P_{in} = V_B I_o (\Psi_1 + \Psi_2) \quad [W] \quad (4.109)$$

Sabe-se, através de deduções anteriores, que $I_o = V_p / 2\pi F_S L_F$ e $\alpha = V_p / V_B$. Introduzindo-se estas relações em (4.109) e realizando-se as devidas manipulações chega-se na (4.110).

$$L_F = L_o \left(\frac{\Psi_1 + \Psi_2}{\alpha} \right) [H] \quad \because L_o = \frac{V_p^2}{2\pi F_S P_o} [H] \quad (4.110)$$

Ao normalizar L_F em relação à L_o , tal que $\overline{L_F} = L_F / L_o$, pode-se traçar a Figura 4.20, que demonstra como $\overline{L_F}$ comporta-se com a variação dos parâmetros α e D .

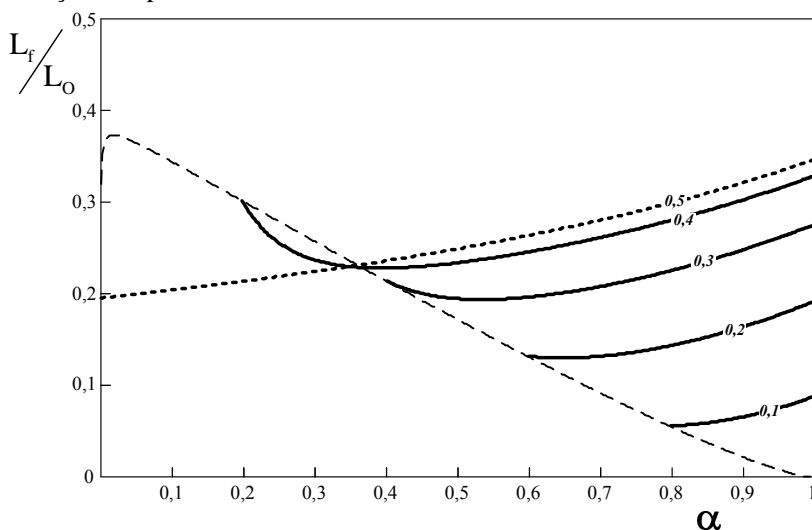


Figura 4.20 – Variação da indutância normalizada.

Observa-se nesta curva que ao deslocar o ponto de operação para regiões onde $\alpha \rightarrow 1$ e $D \rightarrow 0$, pode-se operar com valores reduzidos de indutância. No entanto, tem-se que atentar para as equações (4.76) e (4.77) que são inversamente proporcionais ao valor de L_F . Ou seja, quanto menor for o valor da indutância de filtragem maiores serão os picos de corrente nesses indutores e, por conseqüência nos elementos que participam da etapa de operação.

4.4.5 Capacitor de Filtragem

Têm-se como diretrizes para o projeto destes elementos, a consideração efetuada em H2 e a imposição de que o conversor opera no

Modo I. Assim, se as componentes de alta freqüência contidas na corrente $i_{L1}(t)$ circulam pelo capacitor C_{F1} , o pico da ondulação de tensão provocada por esta corrente coincide com o instante de pico da tensão da fonte de alimentação, como se pode concluir através de (4.92).

$$\frac{\Delta I_{L1\max}}{I_O} = \pi [\alpha - (2D - 1)] D \Leftrightarrow \theta_r = \pi/2 \quad (4.111)$$

Normalizando-se a ondulação $\Delta I_{L1}(t)$, tal qual o demonstrado em (4.111), concluí-se também que, dentro da faixa de variação dos parâmetros α e D , a máxima ondulação relativa $\Delta I_{L1}/I_O = \pi/2$ e ocorre com $\alpha \rightarrow 1$ e $D \rightarrow 1/2$.

Nas condições onde opera com o valor máximo de $\Delta I_{L1}(t)$, a corrente $i_{C1}(t)$ tem um formato tal qual o ilustrado na Figura 4.21. Aplicando-se a série de Fourier a um sinal com estas características, obtém-se (4.112) que é o valor de pico de sua fundamental, que, neste caso, é a freqüência de comutação F_S .

$$i_{C1p}(t) = I_{C1p} \text{sen}(2\pi F_S t) \quad [A] \quad (4.112)$$

$$\text{Onde, } I_{C1p} = \frac{8}{\pi^2} \Delta I_{L1\max}.$$

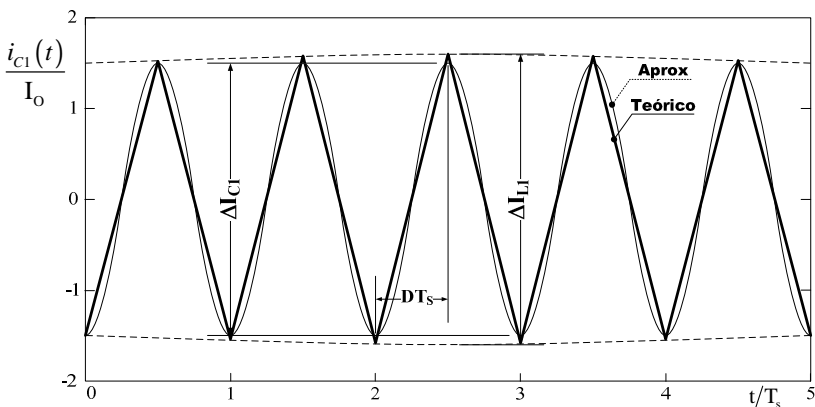


Figura 4.21 – Determinação da ondulação máxima de $v_{C1}(t)$.

Como a ondulação ΔV_{cf} apresenta-se somada as componentes médias instantâneas de $v_{c1}(t)$ e $v_{c2}(t)$, tal qual o ilustrado na Figura 4.22, para que a estrutura opere no Modo **I** tem-se que garantir, durante a especificação de ΔV_{cf} , que seu valor nunca seja superior a $V_{C2p}/2$.

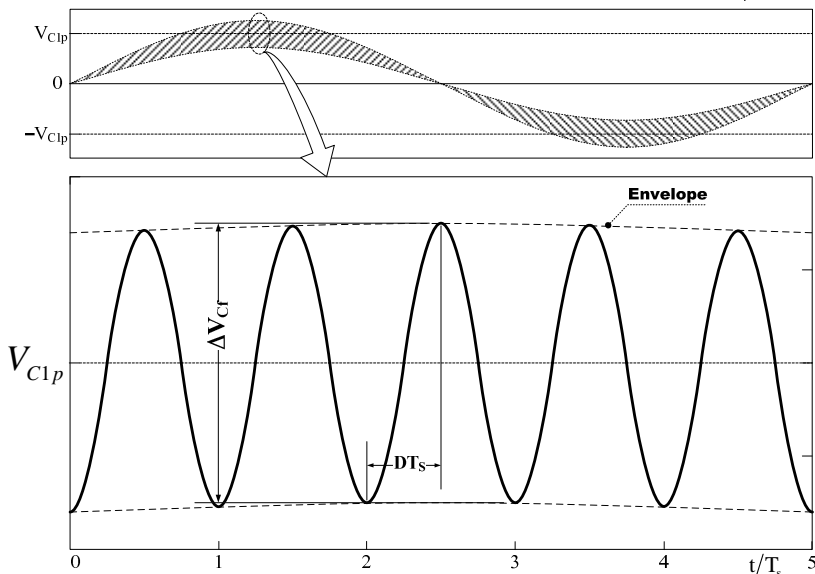


Figura 4.22 – Ondulação teórica de tensão causada por $i_{C1p}(t)$ na tensão $v_{C1}(t)$.

Aplica-se a restrição ao valor máximo de ΔV_{cf} , em função do valor de pico de $\widehat{v_{c2}(t)}$, devido à simplificação efetuada para obter as relações (4.89) e (4.90), que garantem $\widehat{v_{c1}(t)} \geq \widehat{v_{c2}(t)}$ se $D \leq 0.5$; lembra-se ainda que $V_{in}(t) = v_{c1}(t) + v_{c2}(t)$ e assim as ondulações em $v_{c1}(t)$ e $v_{c2}(t)$ têm as mesmas amplitudes.

4.4.6 Capacitor de Barramento

Analisando-se a evolução das etapas de operação do conversor no Modo Linear (4.113), verifica-se que não estão presentes apenas componentes de alta frequência na corrente $i_{CB}(t)$, mas, também no

entorno da frequência da fonte de alimentação. Isto fica evidente quando se observa a evolução das correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$.

$$\underbrace{i_{L2}(t) + I_{La}(t) \mapsto I_{La}(t) \mapsto i_{L1}(t) \mapsto 0}_{\text{Etapas}} \quad (4.113)$$

Observa-se na envoltória de $i_{CB}(t)$, na Figura 4.23, que a componente de menor ordem, contida nesta corrente, possui o dobro da frequência da fonte de alimentação. Além disto, da análise das evoluções das correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$, sabe-se que seus valores máximos e mínimos ocorrem em $\theta_r = n\pi/2$ para n ímpar e par respectivamente.

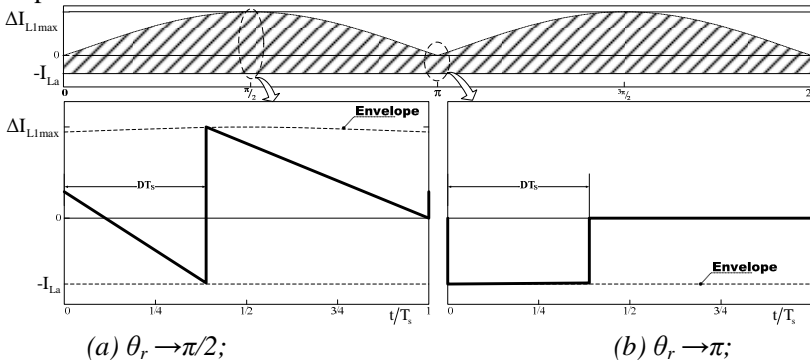


Figura 4.23 – Corrente idealizada no capacitor de barramento.

Para a determinação do valor da capacitância de C_B , opta-se por minimizar a componente em baixa frequência contida em $V_B(t)$, existente devido às ondulações presentes em $i_{CB}(t)$.

$$Z_{CB} = 1/j\omega C_B \quad (4.114)$$

Utiliza-se esta abordagem nesse conversor, pois se tem $F_s \gg F_R$. Em função disto, a impedância $Z_{CB}(\omega)$ dada por (4.114), que é inversamente proporcional a frequência, assume valores tais que $Z_{CB}(F_R) \gg Z_{CB}(F_s)$. Assim as componentes de $i_{CB}(t)$ no entorno de F_R , mesmo que de pequena amplitude, são capazes de causar maiores ondulações em $V_B(t)$ que as de maior amplitude, porém, no entorno de F_s e seus múltiplos.

Na situação ideal de operação, para o parâmetro α , os intervalos $t_2 - t_1$ e $T_S - t_3$ tendem a zero sempre que $\theta_r \rightarrow n\pi/2 :: n$ ímpar. Assim, pode-se representar a evolução de $i_{CB}(t)$ como o ilustrado na Figura 4.23(a). Ao explorar-se esta característica, para determinar o valor de pico positivo da corrente média instantânea $I_{CBp} = \widehat{i_{CB}\left(\frac{\pi}{2}\right)}$, basta apenas proceder tal qual o demonstrado em (4.115).

$$I_{CBp} = \overbrace{\frac{\pi I_o}{\varphi \alpha} \frac{(1-D)^2}{\varphi - 1}}^{0 \rightarrow DT_S} - \underbrace{\frac{I_o}{\alpha} (\psi_1 + \psi_2)}_{I_{La}(t)} + \overbrace{\frac{\pi I_o}{\beta \alpha} \frac{D^2}{\beta - 1}}^{DT_S \rightarrow T_S} \quad \because \theta_r = \frac{\pi}{2} \quad (4.115)$$

$$I_{CBn} = - \underbrace{\frac{I_o}{\alpha} (\psi_1 + \psi_2)}_{I_{La}(t)} + \overbrace{0}^{DT_S \rightarrow T_S} \quad \because t = \frac{T_R}{2} \text{ ou } \theta_r = \pi \quad (4.116)$$

De forma semelhante, porém dentro do intervalo $(1-D)T_S$ (Figura 4.23(b)), chega-se a (4.116) que representa o valor médio instantâneo de pico negativo $I_{CBn} = \widehat{i_{CB}(\pi)}$.

Observa-se nas equações (4.115) e (4.116) que os valores de pico teóricos de $\widehat{i_{CB}(\theta_r)}$, ilustrados na Figura 4.24, não são simétricos, concluindo-se que os ângulos θ_1 e θ_2 são distintos.

$$C_B = \frac{1}{2\pi(2F_R)} \left(\frac{I_{CBp} - I_{CBn}}{\Delta V_B} \right) \quad [F] \quad (4.117)$$

No entanto, como se tem interesse apenas na ondulação total ΔV_B , causada pela componente em frequência de $2F_R$ contida em $\widehat{i_{CB}(t)}$, chega-se a (4.117).

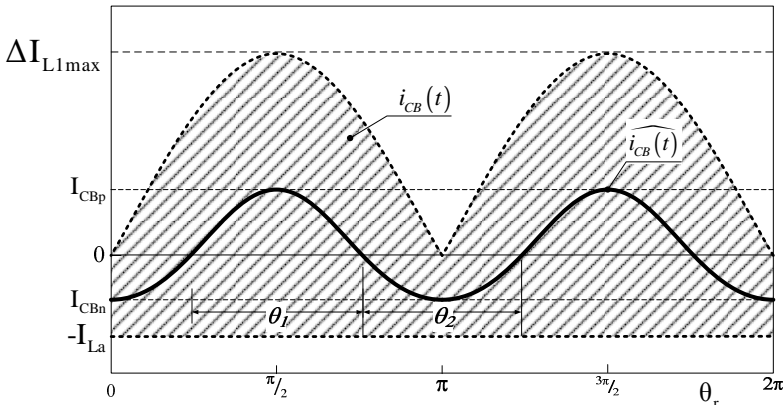


Figura 4.24 – Evolução do valor médio instantâneo de $i_{CB}(\theta_r)$.

4.5 EXEMPLO DE PROJETO

Para avaliar o comportamento da estrutura e da metodologia de cálculo proposta, para a operação do conversor no Modo Linear, foram realizadas simulações em uma situação hipotética utilizando-se as especificações apresentadas no Quadro 4.5.

Quadro 4.5 – Especificações para o exemplo de projeto e simulação.

Dado	Valor	Descrição
V_P	311 V	Valor de pico da tensão de entrada
F_R	60 Hz	Frequência da fonte de alimentação
P_{in}	80 W	Potência de entrada
P_{La}	70 W	Potência da lâmpada
R_{La}	100 Ω	Resistência equivalente da lâmpada (70W)
V_B	315 V	Tensão de barramento
ΔV_{CB}	2,5%	Ondulação relativa da tensão de barramento
ΔV_{Cf}	20 V	Ondulação absoluta das tensões $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$
F_S	100 kHz	Frequência de operação do inversor
ΔI_{LBal}	10 %	Ondulação relativa de corrente na lâmpada
V_{ign}	2 kV	Pico de tensão de ignição
F_{ign}	25 kHz	Frequência de ressonância para ignição

4.5.1 Cálculo dos Elementos Passivos

Em função dos dados apresentados no Quadro 4.5 e utilizando as equações de projeto obtidas na seção anterior, podem-se calcular os valores dos elementos passivos do circuito. Um exemplo desse processo de cálculo explicitado no Quadro 4.6.

Quadro 4.6 – Exemplo de cálculo dos elementos passivos.

Descrição		Equação	Valor
Ondulação de Tensão	ΔV_{CB}	$0,025 \cdot V_B$	7,875 V
Ganho de Tensão	α	V_P/V_B	0,987
Razão Cíclica	D	$\sqrt{\frac{P_{in} R_{La}}{V_B^2}}$	0,284
Ganho de tensão	β	$\frac{2}{\alpha - (2D - 1)}$	1,41
	φ	$\frac{2}{\alpha + (2D - 1)}$	3,60
Ganho de corrente	Ψ_1	$\left[\frac{2D^2}{\beta \alpha} \left[\frac{\beta^2}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \left(\frac{\pi}{2} + \operatorname{atan} \left(\frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \right) \right) \right] - \beta \frac{\pi}{2} - 1 \right]$	0,175
	Ψ_2	$\left[\frac{2(1-D)^2}{\varphi \alpha} \left[\frac{\varphi^2}{\sqrt{\varphi^2 - 1}} \left(\frac{\pi}{2} + \operatorname{atan} \left(\frac{1}{\sqrt{\varphi^2 - 1}} \right) \right) \right] - \varphi \frac{\pi}{2} - 1 \right]$	0,083
Indutância Normalizada	L_o	$\frac{V_P^2}{2\pi F_S P_{in}}$	1,92 mH

Indutor Boost	L_{F1}	$L_o \left(\frac{\Psi_1 + \Psi_2}{\alpha} \right)$	501 μH
	L_{F2}		
Corrente Normalizada	I_o	$\frac{V_p}{2\pi F_S L_F}$	988 mA
Ondulação de Corrente	ΔI_p	$\pi I_o (\alpha - (2D - 1))D$	1,25 A
Capacitor Boost	C_{F1}	$\frac{4\Delta I_p}{\pi^3 F_S \Delta V_{Cr}}$	82 nF
	C_{F2}		
Pico de Corrente	I_{CBp}	$\frac{I_o}{\alpha} \left[\frac{\pi D^2}{\beta(\beta-1)} + \frac{\pi(1-D)^2}{\varphi(\varphi-1)} - (\psi_1 + \psi_2) \right]$	354 mA
	I_{CBn}	$\frac{I_o}{\alpha} (\psi_1 + \psi_2)$	-257 mA
Capacitor de Barramento	C_B	$\frac{1}{2\pi(2F_R)} \left(\frac{I_{CBp} - I_{CBn}}{\Delta V_B} \right)$	102 μF
Indutor de Saída	L_{Bal}	$\frac{V_B}{\Delta I_{LBal} F_S} D(1-D)$	3,4 mH
Capacitor de Partida	C_{Bal}	$\frac{1}{(2\pi F_{ign})^2 L_{Bal}}$	12 nF
Corrente de Ignição	I_{Ign}	$2\pi F_{ign} C_{Bal} V_{ign}$	3,7 A

4.5.2 Esforços nos Elementos de Potência

Tanto para o projeto físico dos elementos de potência do conversor, quanto para a sua escolha comercial têm-se ainda que determinar os valores das tensões e correntes máximas, médias e eficazes, a que esses elementos são submetidos durante a operação do conversor.

Para o projeto de L_{F1} e L_{F2} , tem-se que $\widehat{i_{in}(t)} = \widehat{i_{LF1}(t)} = \widehat{i_{LF2}(t)}$ assim, através de (4.103), obtém-se que:

$$\overline{I_{LF1}} = \overline{I_{LF2}} = \overline{i_{LF1}(\pi/2)} = I_o \left[\frac{\pi D^2}{\alpha} \right] \left(\frac{1}{\beta - 1} \right). \quad (4.118)$$

Devido a operação no Modo Linear Descontínuo sabe-se que as ondulações de corrente em L_{F1} e L_{F2} são dadas por (4.76) e (4.77) e, que os intervalos de condução são definidos por (4.96) e (4.93). Pode-se então extrair os valores máximos das ondulações ($\theta = \pi/2$)

$$\Delta I_{LF1}(\pi/2) = \frac{2\pi I_o}{\alpha \beta} D sen(\pi/2) \quad (4.119)$$

$$\Delta I_{LF2}(\pi/2) = \frac{2\pi I_o}{\alpha \varphi} (1 - D) sen(\pi/2). \quad (4.120)$$

E, os valores eficazes máximos ($\theta = \pi/2$) das correntes dados por:

$$\begin{aligned} I_{LF1ef}(\pi/2) &\cong \sqrt{\left(\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \Delta I_{LF1}(\pi/2) \frac{t}{DT_s} dt \right)^2 + \left(\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2(t)} \Delta I_{LF1}(\pi/2) \frac{t}{\Delta t_2(t)} dt \right)^2} \\ &\cong \Delta I_{LF1}(\pi/2) \sqrt{\frac{D}{3} \left(\frac{\beta}{\beta - 1} \right)} \end{aligned} \quad (4.121)$$

$$\begin{aligned} I_{LF2ef}(\pi/2) &\cong \sqrt{\left(\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \Delta I_{LF2}(\pi/2) \frac{t}{(1-D)T_s} dt \right)^2 + \left(\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_1(t)} \Delta I_{LF2}(\pi/2) \frac{t}{\Delta t_1(t)} dt \right)^2} \\ &\cong \Delta I_{LF2}(\pi/2) \sqrt{\frac{(1-D)}{3} \left(\frac{\varphi}{\varphi - 1} \right)} \end{aligned} \quad (4.122)$$

As equações (4.118) a (4.122) juntamente com os dados fornecidos no Quadro 4.5 e calculados no Quadro 4.6 permitem que se obtenham os valores aproximados para as correntes os indutores L_{F1} e L_{F2} conforme o apresentado no Quadro 4.7.

Quadro 4.7 – Parâmetros para o projeto físico – L_{F1} e L_{F2} .

Descrição		Equação	Valor
Corrente Média Máxima	$\overline{I_{LF1}}$	$I_o \left[\frac{\pi D^2}{\alpha} \right] \left(\frac{1}{\beta - 1} \right)$	0,62 A
	$\overline{I_{LF2}}$		
Corrente Eficaz	I_{LF1ef}	$\frac{2\pi I_o}{\alpha} \sqrt{\frac{D^3}{3} \left(\frac{1}{\beta(\beta - 1)} \right)}$	0,72 A
	I_{LF2ef}	$\frac{2\pi I_o}{\alpha} \sqrt{\frac{(1 - D)^3}{3} \left(\frac{1}{\varphi(\varphi - 1)} \right)}$	0,76 A
Pico de Corrente	ΔI_{LF1}	$\frac{2\pi I_o}{\alpha} \frac{D}{\beta}$	1,3 A
	ΔI_{LF2}	$\frac{2\pi I_o}{\alpha} \frac{(1 - D)}{\varphi}$	1,4 A

Aproximando os valores de pico das correntes nos capacitores C_{F1} e C_{F2} , tal qual o efetuado em (4.112), chega-se aos valores máximos das correntes eficazes apresentadas no Quadro 4.8.

Quadro 4.8 – Parâmetros para o projeto físico – C_{F1} e C_{F2} .

Descrição		Equação	Valor
Corrente Eficaz	I_{CF1ef}	$\frac{\sqrt{8}}{\pi^2} \Delta I_{LF1}$	0,36 A
	I_{CF2ef}	$\frac{\sqrt{8}}{\pi^2} \Delta I_{LF2}$	0,40 A
Tensão Máxima	V_{CF1}	V_p	311 V
	V_{CF2}		

Aproximando os intervalos de condução tal que $\Delta t_1 \rightarrow D$ e $\Delta t_2 \rightarrow (1-D)$, chega-se as equações de projeto das correntes médias nos diodos da ponte retificadora de entrada (4.123) e (4.124).

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_{D4}} \approx \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\pi I_o D}{\beta \alpha} \sin(\theta) d\theta \right] = \frac{I_o D}{\beta \alpha} \quad (4.123)$$

$$\overline{I_{D2}} = \overline{I_{D3}} \approx \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\pi I_o (1-D)}{\beta \alpha} \sin(\theta) d\theta \right] = \frac{I_o (1-D)}{\varphi \alpha} \quad (4.124)$$

Atribuindo os valores de projeto a essas equações chega-se então aos valores de correntes apresentados no Quadro 4.9.

Quadro 4.9 – Parâmetros para especificação – Ponte retificadora.

Descrição		Equação	Valor
Corrente Média	$\overline{I_{DB1}}$	$\frac{D I_o}{\beta \alpha}$	0,20 A
	$\overline{I_{DB4}}$		
	$\overline{I_{DB2}}$	$\frac{(1-D) I_o}{\varphi \alpha}$	0,22 A
	$\overline{I_{DB3}}$		
Tensão Reversa Máxima ²⁰	V_{DBR}	V_B	315 V

Ao se observarem as etapas de operação do conversor fica evidente que os interruptores S_3 e S_4 conduzem apenas a corrente de saída ($i_L(t)$) durante o intervalo $T_R/2$, assim,

$$\overline{I_{S3}} = \overline{I_{S4}} \approx \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R/2} I_{La} d\theta \cong \frac{D V_B}{2R_{La}} \quad (4.125)$$

e,

$$I_{S3ef} = I_{S4ef} \approx \sqrt{\frac{1}{T_R} \int_0^{T_R/2} I_{La}^2 d\theta} \cong \frac{D V_B}{\sqrt{2} R_{La}}. \quad (4.126)$$

Já os interruptores S_1 e S_2 conduzem $i_L(t) + i_{L1}(t) + i_{L2}(t)$, ou seja, uma composição de correntes que pode fazer com que tanto $i_{S1}(t)$ quanto

²⁰ Observar que durante a ignição da lâmpada a tensão V_B pode alcançar valores muito superiores.

$i_{S2}(t)$ alterem sua polaridade durante o intervalo T_R . Por simplicidade, para fins de projeto físico, supõe-se que:

$$i_{S1}(t) \approx i_{La}(t) + i_{L1}(t). \quad (4.127)$$

E que,

$$i_{S2}(t) \approx i_{La}(t) + i_{L2}(t). \quad (4.128)$$

Essas simplificações permitem que se obtenham que

$$\begin{aligned} I_{S1ef} \approx I_{S2ef} &\equiv \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{DT_S} \left(I_{La} + \frac{\Delta I_{L1}(\theta)}{DT_S} t \right)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{D}{3}} \sqrt{I_{La}^2 + I_{La} \Delta I_{L1}(\theta) + \frac{\Delta I_{L1}(\theta)^2}{3}}. \end{aligned} \quad (4.129)$$

Onde, $\Delta I_{L1}(\theta) = \frac{2\pi I_o}{\alpha \beta} D \sin(\theta)$.

as equações das correntes eficazes nos interruptores

Quadro 4.10 – Parâmetros para especificação – Braço Inversor.

Descrição		Equação	Valor
Corrente Média	$\overline{I_{S1}}$	$D I_{La}$	0,21 A
	$\overline{I_{S2}}$		
	$\overline{I_{S3}}$	$\frac{D V_B}{2 R_{La}}$	0,45 A
	$\overline{I_{S4}}$		
Corrente Eficaz Máxima	I_{S1ef}	$\sqrt{\frac{D}{3}} \sqrt{I_{La}^2 + I_{La} \Delta I_{L1}\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{\Delta I_{L1}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2}{3}}$	0,84 A
	I_{S2ef}		
	I_{S3ef}	$\frac{D V_B}{\sqrt{2} R_{La}}$	0,63 A
	I_{S4ef}		
Tensão Máxima ²⁰	V_S	V_B	315 V

4.5.3 Resultados Numéricos

De posse dos valores dos componentes empregou-se o *software* PSIM® para efetuar as simulações do comportamento elétrico da estrutura. No Apêndice D, estão apresentadas as estruturas dos circuitos teóricos utilizados.

Há que se observar, no circuito utilizado para a simulação, a existência de algumas estruturas não descritas no desenvolvimento do trabalho, como os blocos de controle de potência e de inversão da corrente. Por não se considerar, até aqui, que as suas descrições detalhadas sejam indispensáveis para a compreensão da idéia proposta no trabalho opta-se por abordá-los nas etapas posteriores desta tese.

Observando-se a Figura 4.25 é possível verificar o que foi deduzido durante a análise teórica do conversor, ou seja, a presença da componente de tensão em baixa frequência com uma fundamental de $2F_R$. Além disto, tanto a ondulação ΔV_B quanto o valor médio de $V_B(t)$ atendem as especificações de projeto com desvios menores do que 2%.

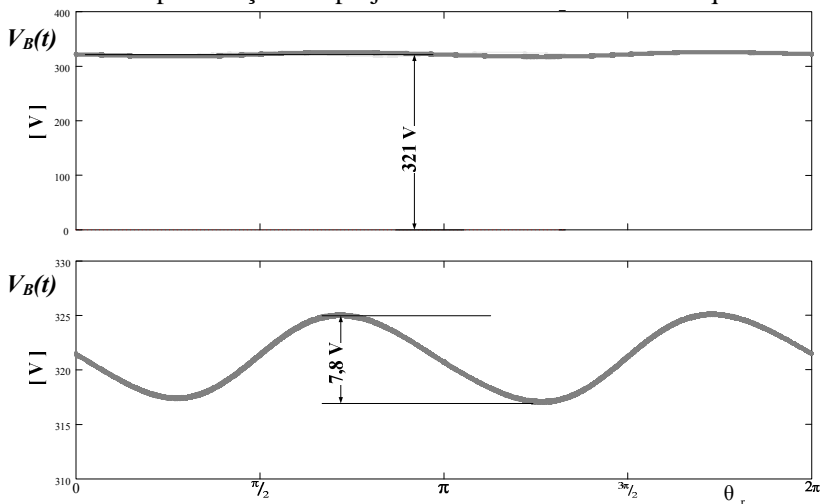


Figura 4.25 – Tensão no barramento CC.

Para demonstrar que as correntes que compõe $i_{CB}(t)$ correspondem às mesmas efetuadas durante a determinação teórica dos valores de I_{CBp} e I_{CBn} , na Figura 4.26 tem-se ilustrados em detalhe, os instantes $\theta_r = \pi/2$ e $\theta_r = \pi$.

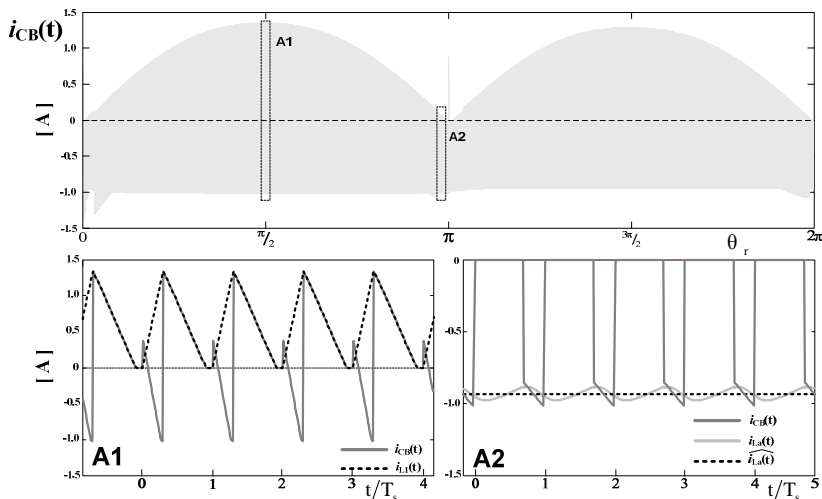


Figura 4.26 – Corrente no capacitor C_B e suas componentes.

O que se procurou, ao especificar as tensões de entrada de barramento com os valores de 311 V e 315 V, foi garantir que as condições arbitradas para que a operação no modo linear fosse atendida, ou seja, fazer-se com que o parâmetro $\alpha \rightarrow 1$. Isto permite que se opere com um desvio $\varepsilon_\alpha < 1\%$. Como consequência, verifica-se através da Figura 4.27, que os valores médios instantâneos de $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$ aproximam-se dos valores teóricos previstos de $V_p/\beta \cong 221\text{ V}$ e $V_p/\phi \cong 86\text{ V}$.

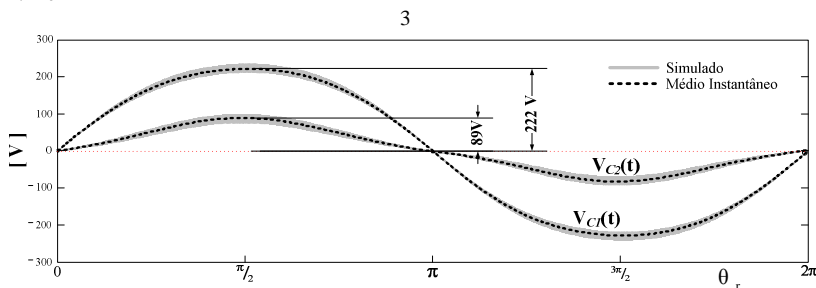


Figura 4.27 – Tensões nos capacitores de filtragem.

Outro aspecto importante a ser observado, quando se analisam as tensões nos capacitores de filtragem, é a ondulação de alta frequência

ΔV_{cf} . Como tal parâmetro é utilizado para garantir a operação no Modo I, tem-se então na Figura 4.28 uma visão ampliada da tensão $v_{C1}(t)$. Desse modo, se conclui que, para as especificações fornecidas, a metodologia de cálculo propiciou o projeto adequado de tais elementos.

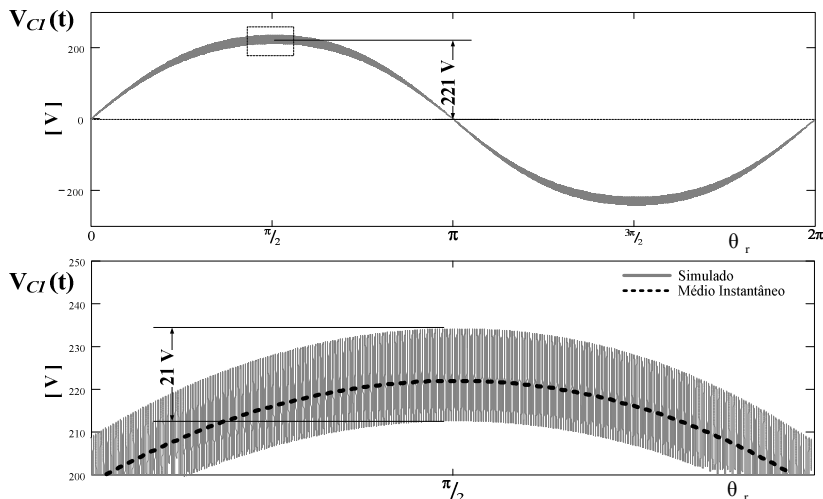


Figura 4.28 – Análise da ondulação de tensão nos capacitores de filtragem.

Há ainda a observar que, devido às simplificações nas equações das tensões e das correntes nos elementos de filtragem, a condição $\omega_f \ll \omega_s$ ou $\mu = f_f / F_s \ll 1$, é também atendida. E, decorrência dos

parâmetros utilizados, também se verifica mesmo para um fator de desacoplamento $\mu = 0,25$.

Isto, no entanto, não implica na limitação do parâmetro $\mu \leq 0,25$ como limite para a restrição efetuada durante o equacionamento, pois se trata de uma solução pontual. Diz-se isto apenas para esclarecer que maiores estudos, quanto às faixas de especificação dos parâmetros α e μ , devem ser efetuados e apresentados nas possíveis futuras continuações de estudos sobre esse tema.

Assim, conforme o esperado, devido à operação no modo descontínuo de condução [22, 85], as correntes nos indutores de

filtragem possuem uma envoltória senoidal. Como as tensões $\widehat{v_{C1}}(t)$ e $\widehat{v_{C2}}(t)$ possuem amplitudes distintas, os intervalos $\Delta t_1(t)$ e $\Delta t_2(t)$ evoluem de forma distinta ao longo do período da fonte de alimentação, causando a distorção nos valores de pico de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$, como pode ser observado na Figura 4.29.

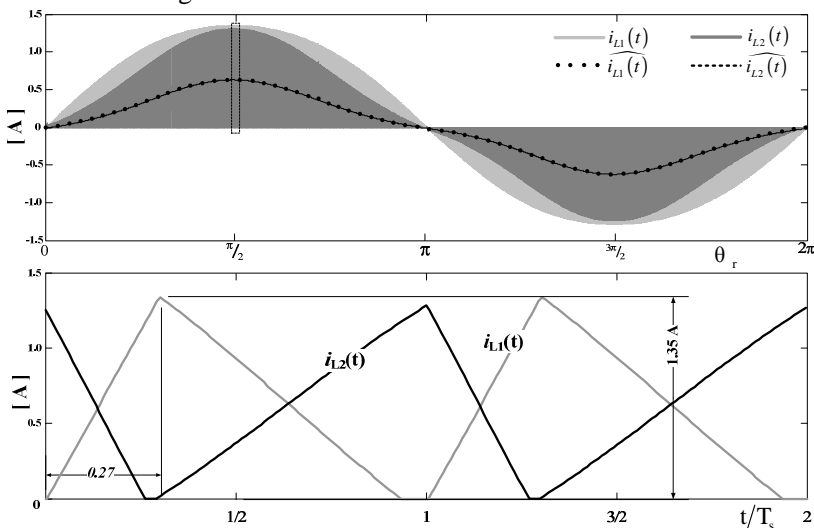


Figura 4.29 – Correntes nos indutores de entrada.

Observa-se também na Figura 4.29 que, devido à especificação de um α elevado, no instante de pico as etapas de operação *II* e *VI* são desprezíveis. Tal comportamento é essencial, pois é uma das condições utilizadas durante o equacionamento para a determinação do valor de $\Delta I_{L1\max}$.

Ao analisar a Figura 4.30, verificam-se os reduzidos conteúdo harmônicos tanto em baixa como em alta frequência, contidos na corrente $i_{in}(t)$. Observa-se também que são nos instantes de pico, onde as etapas de operação *II* e *VI* são desprezíveis, que ocorrem os intervalos onde há a melhor composição das correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$.

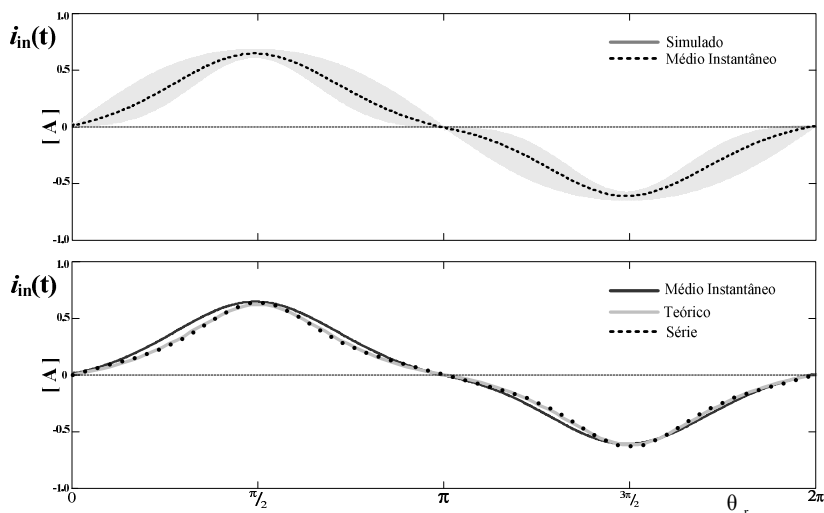


Figura 4.30 – Simplificação para a obtenção versão teórica de $i_{in}(t)$.

No entanto, quando se observam as similaridades entre a corrente teórica, sua série de Fourier e o valor médio instantâneo de $i_{in}(t)$, notam-se algumas discrepâncias. Através da análise de seu conteúdo harmônico (Figura 4.31), verifica-se que o erro decorre da aproximação teórica utilizada para $\widehat{i_{in}(t)}$.

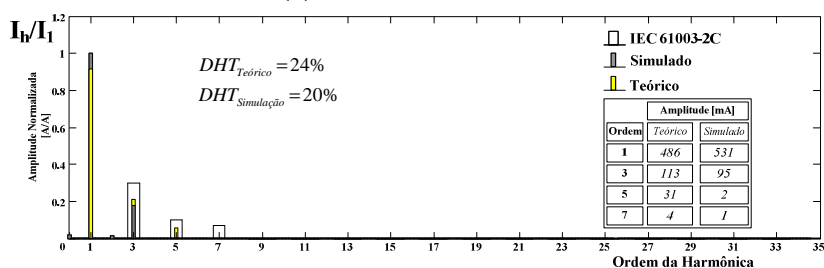


Figura 4.31 – Análise do conteúdo harmônico de $i_{in}(t)$.

Disto se conclui que as aproximações efetuadas para a obtenção das equações do Modo Linear, não são capazes de representar com precisão o comportamento do conteúdo harmônico de $i_{in}(t)$. Produzem-se, como consequência, resultados teóricos com piores índices, como a DHT e o FP, em relação aos obtidos através da simulação.

Para demonstrar a abordagem de sincronismo utilizada estão apresentadas na Figura 4.32 as correntes de entrada e de saída do conversor. Fica evidente que toda a análise efetuada é válida para a inversão de $I_{La}(t)$ na passagem por zero da fonte de alimentação.

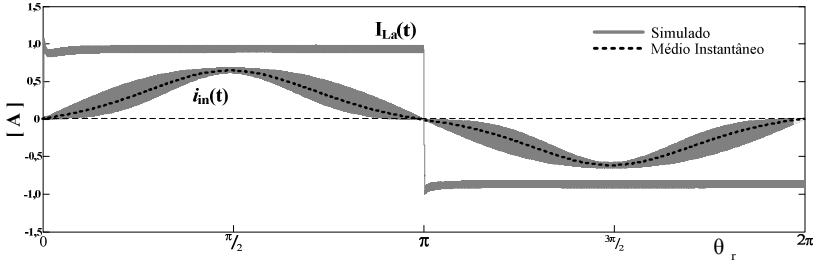
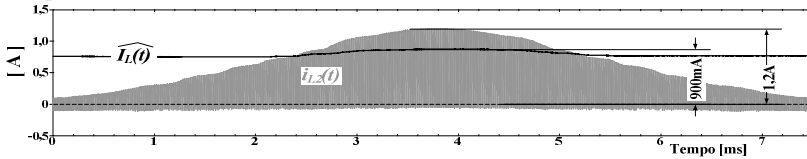
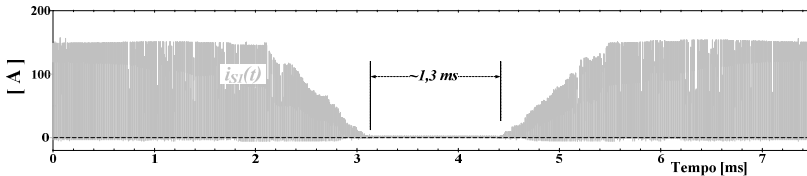


Figura 4.32 – Sincronismo entre as correntes de entrada e de saída.

Utilizando-se o modelo de interruptor apresentado nos circuitos do Apêndice A, ou seja, considerando-se a existência de uma capacitância intrínseca paralela, tal qual a de um MOSFET, nota-se, durante o intervalo onde $\Delta i_{L2}(t) > I_L(t)$, que a comutação do interruptor S_1 (Figura 4.33) ocorre com uma tensão progressivamente reduzida. Isto acontece até o ponto onde ocorre a descarga completa de sua capacitância intrínseca C_{S1} , passando daí a operar com comutações do tipo ZVS – Zero Voltage Switching.



(a) Comparação entre as correntes;



(b) redução da corrente durante a comutação de S_1 .

Figura 4.33 – Análise da comutação dos interruptores S_1 e S_2 .

Para que as comutações dos interruptores de alta frequência do conversor operem nestas condições, o valor excedente da corrente $i_{L2}(t)$ em relação à $I_L(t)$, os intervalos onde os dois interruptores do braço estão bloqueados (tempo morto) e o valor da capacitância

intrínseca têm que ser combinados de tal forma que as tensões nos interruptores, ou a carga das capacitâncias C_S , se anulem antes do fim do tempo morto.

Na Figura 4.34 estão apresentadas as duas comutações do interruptor S_1 . Observe-se que, apesar das duas comutações serem do tipo ZVS, os níveis de corrente utilizados para carregar/descarregar C_{S1} e C_{S2} são distintos. Logo, a evolução de $V_{S1}(t)$ nas duas situações também é distinta. Além disto, o bloqueio de S_1 e conseqüentemente a entrada em condução de S_2 dependem apenas da corrente da carga. Isto pode ser verificado através da análise das etapas de comutação apresentadas no Apêndice A.

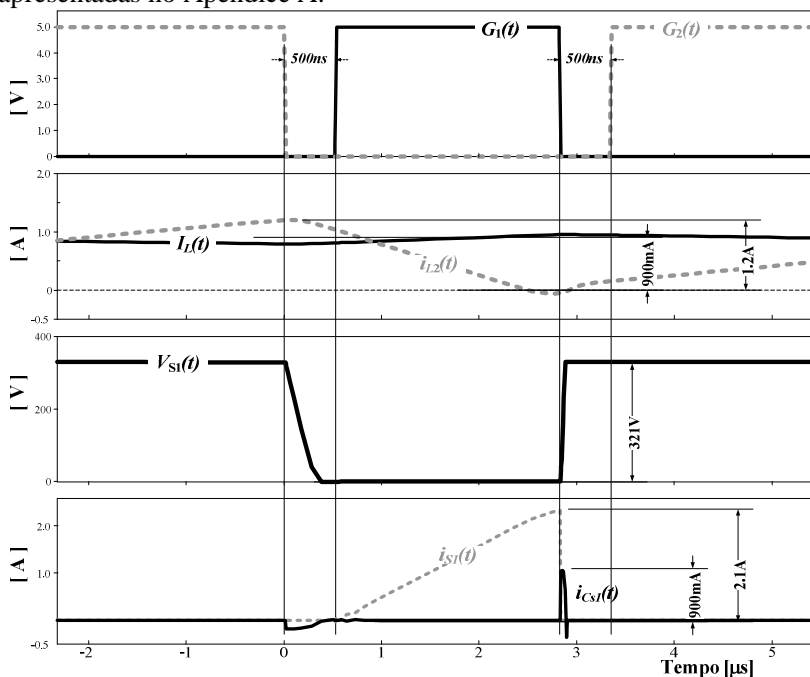


Figura 4.34 – Detalhe da comutação do interruptor S_1 .

Mantendo-se os parâmetros L_F e C_F fixos e variando o ganho α , através da potência de saída, consegue-se obter as DHT numérica e teórica dentro de uma faixa de operação do reator (Figura 4.35). Verifica-se que apesar da simplificação na DHT teórica, que é obtida através apenas das componentes (4.106), (4.107) e (4.108), existe a concordância entre os resultados obtidos.

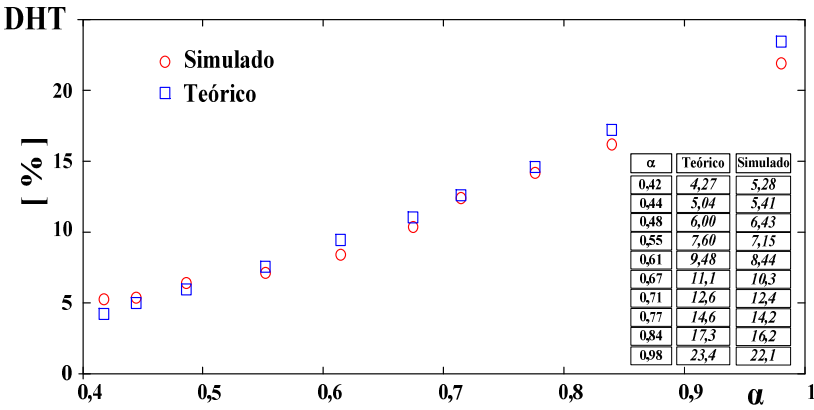
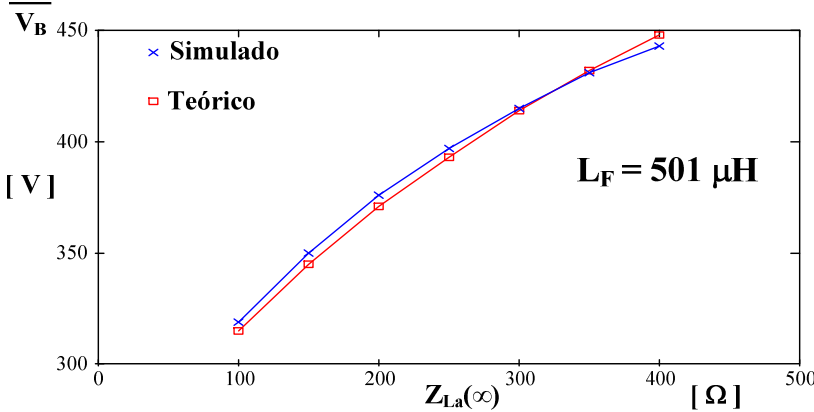


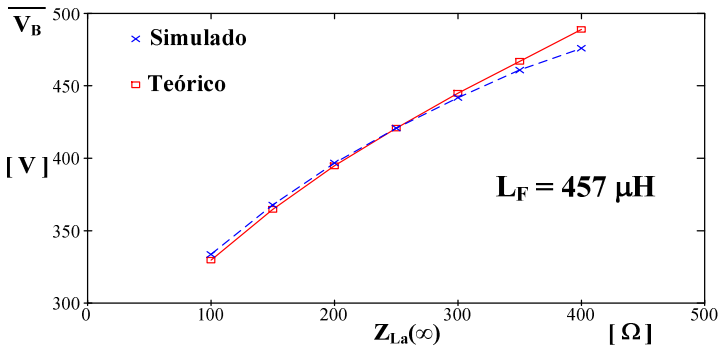
Figura 4.35 – Avaliação numérica da distorção harmônica total.

Outra característica interessante a ser observada é o impacto da variação de $Z_{La}(\infty)$ na tensão de barramento. Lembrando que a impedância equivalente pode variar tanto em função do envelhecimento da lâmpada elevando-se aproximadamente 40%, quanto durante o processo de ignição.

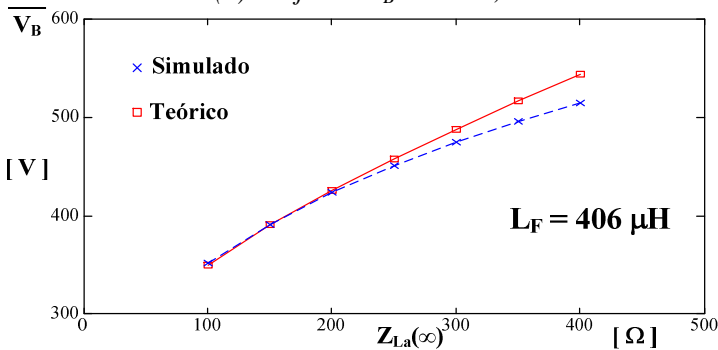
Para tal refaz-se os projetos dos parâmetros do conversor para diferentes condições de operação. Assim, foram gerados os gráficos apresentados na Figura 4.36. Onde se observa que mesmo em diferentes condições de operação a técnica de projeto é capaz de descrever com relativa precisão (erros menores do que 2%) o comportamento teórico da estrutura.



(a) Projeto – $V_B = 315 V$;



(b) Projeto – $V_B = 330$ V;



(c) Projeto – $V_B = 350$ V;

Figura 4.36 – Impacto do envelhecimento em V_B .

4.5.4 Resultados Experimentais

Visando validar os resultados teóricos e numéricos obtidos construiu-se um protótipo, do reator DDCM–FB, para o levantamento de resultados experimentais. Têm-se apresentados no Quadro 4.11 os elementos de potência utilizados na construção do protótipo.

Quadro 4.11 – Componentes para experimentação – DDCM-FB.

(a) Elementos magnéticos;

Elemento	Valor		Núcleo	Espiras
	Teórico	Medido		
LF1	501 μ H	503 μ H	NEE 25/10/6 IP12R (gap 0,94 mm)	81 (3x29AWG)
LF2		500 μ H		
LBal	3,4 mH	3,2 mH	NEE 30/15/14 IP12R (gap 3,4 mm)	209 (1x23AWG)

(b) Capacitores;

Elemento	Valor		Tensão [Vdc]	Tipo	Modelo
	Teórico	Comercial			
CF1	82 nF	33 nF	630	Filme	B32692A6333J
CF2		47 nF		Metálico	B32692A6473J
CBal	12 nF	10 nF	1,6 k	Filme Metálico	B32692A1103K
CB	102 μ F	100 μ F	450	Eletrolítico	B43304A5107M

(c) Diodos;

Elemento	Tipo	Tensão Reversa	I _F	V _F	Modelo
DB1	Retificador Ultra Rápido	600V	1 A	1,25 V	MURS 160
DB2					
DB3					
DB4					

(d) Interruptores controlados;

Elemento	Tipo	V _{DS}	I _D	R _{DSon}	Modelo
S1	MOSFET	500 V	11,5 A	0,54 Ω	FDPF12N50FT
S2					
S3					
S4					

O diagrama apresentado no Figura 4.37 descreve, de forma simplificada os blocos básicos utilizados para a construção do protótipo. Além dos elementos descritos no Quadro 4.11, identificados no diagrama simplificado, existem ainda: os blocos de driver alta e baixa frequência, implementados com IRS2104TM; e o microcontrolador Microchip® PIC18F1330 I/SP.

Ao se sincronizar às inversões de $i_{La}(t)$ com o cruzamento pelo zero da tensão de alimentação, ou seja, com $i_{in}(t)$ verifica-se (Figura 4.39) que essas distorções são eliminadas.

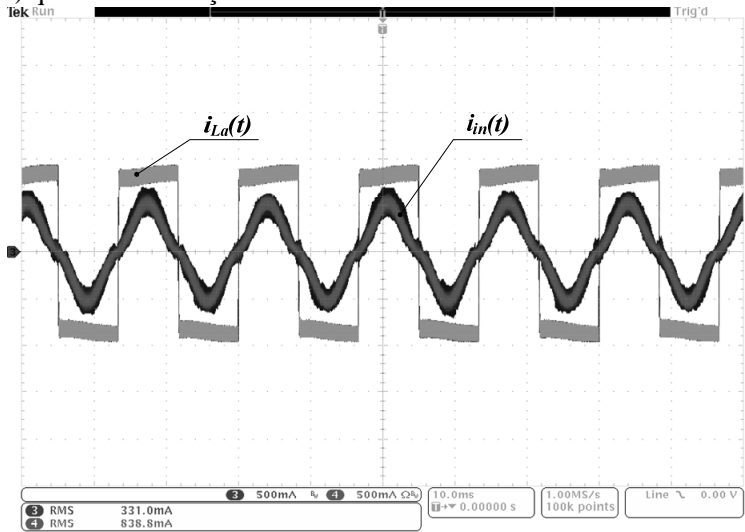


Figura 4.39 – Reator sincronizado.

A análise das componentes harmônicas de $i_{in}(t)$, apresentada na Figura 4.40, permite então que se chegue a uma DHT $\approx 17\%$. Além disto, fica evidenciada a forte componente de terceira ordem tal qual o previsto através da análise teórica.

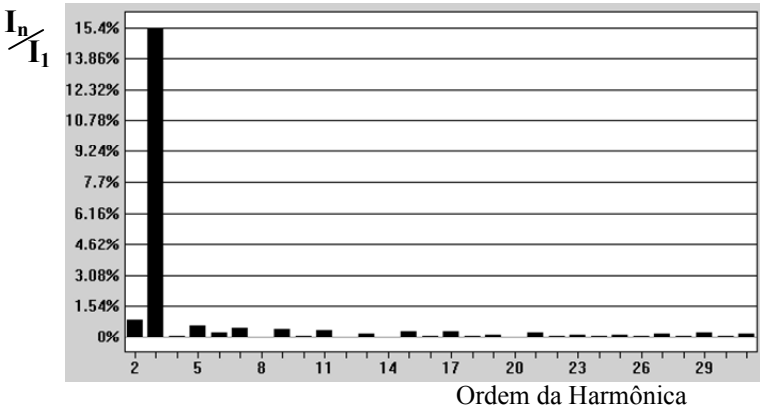


Figura 4.40 – Análise harmônica de $i_{in}(t)$.

4.5.5 Conclusões

Ao analisar os resultados obtidos, da análise do conversor no Modo Linear, fica evidente a consistência entre os valores teóricos e os obtidos por simulação. É interessante, no entanto, relembrar as hipóteses aplicadas para a obtenção da solução simplificada:

1. Fator de desacoplamento $\mu = \frac{f_f}{F_s} \ll 1$;
2. Indutância da fonte de alimentação $L_{in} \neq 0$;
3. $\widehat{v_{C1}}(t) = V_{C1p} \sin(\omega_r t)$ e $\widehat{v_{C2}}(t) = V_{C2p} \sin(\omega_r t)$;
4. $\alpha = \frac{V_p}{V_B} \rightarrow 1$;
5. O ajuste de L_F será feito para que $t_2 - t_1 \rightarrow 0$ e $T_s - t_3 \rightarrow 0$ sempre que $\theta_r \rightarrow n\pi/2 \therefore n \text{ ímpar}$;
6. As correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ permanecem no MCD com $0 \leq \theta_r \leq 2\pi$.

Estas considerações não só servem de base para a obtenção da metodologia de cálculo proposta, mas, também definem as suas limitações. Assim, estender-se a análise ou os resultados obtidos para diferentes pontos de operação onde, por exemplo, opera-se com $\alpha \ll 1$ ou $\mu \rightarrow 1$ com certeza não produzirá como resultados valores tão coerentes como no exemplo de projeto apresentado, ou qualquer outro que atenda as condições de operação impostas.

Esta carência ou deficiência, só pode ser solucionada ao resolver o conjunto de equações apresentado nas Quadros 3-1, 3-2 e 3-3 o que não mostrou ser, e ainda não se mostra uma abordagem simples para a análise do conversor. Em função disto, não foram apresentadas deduções ou ábacos para esta solução “completa” do circuito.

Os resultados de simulação, para o caso onde se faz $\mu \rightarrow 1$, mesmo que baseados na planilha de cálculo para a hipótese simplificada mostraram-se promissores devido à possibilidade de reduzir ainda mais os valores das capacitâncias C_F e a flexibilidade observada para a variação da carga sem a depreciação da DHT da corrente de entrada. Esses são aspectos interessantes quando se analisam questões práticas como redução do volume/custo da estrutura e a dimerização da lâmpada.

Apesar de simplificada, a análise até aqui desenvolvida permite observar algumas características positivas e negativas no conversor de dois estágios, tais como:

- ✓ Utilização das indutâncias parasitas da fonte, para a filtragem da corrente de entrada, devido ao reduzido conteúdo harmônico em alta frequência;
- ✓ Devido à operação com $\alpha \rightarrow 1$, pode-se reduzir os esforços de tensão nos interruptores;

► A elevação do valor de pico da corrente $i_{L2}(t)$ mostra-se positiva quando se analisam questões relacionadas à comutação dos interruptores controlados, mas, negativas devido à elevação de seu valor eficaz;

- ✘ A estrutura ainda se apresenta como um conversor de dois estágios, necessitando assim de circuitos separados para o comando e para a alimentação dos interruptores controlados S_3 e S_4 ;
- ✘ Do ponto de vista tecnológico, observa-se que o retificador de entrada faz uso de diodos de alta frequência para a sua construção;

5 REATOR DE ESTÁGIO ÚNICO

5.1 INTRODUÇÃO

Apesar das simplificações efetuadas para a análise da topologia do reator de dois estágios, observou-se a funcionalidade da integração das estruturas de CFP e retificação utilizando-se uma variação da estrutura proposta por [57], mesmo quando da injeção de uma corrente com forma de onda quadrada na lâmpada.

O segundo passo na redução da estrutura será a remoção dos interruptores responsáveis pela inversão do sentido da corrente de saída, S_3 e S_4 da Figura 4.1. Com esse procedimento, espera-se, através do conversor resultante, obter-se então um reator capaz de fornecer para a lâmpada uma corrente com forma de onda quadrada e drenar da fonte de alimentação correntes adequadas [25], empregando uma estrutura de estágio único.

Deseja-se, ao fim da análise efetuada neste capítulo, demonstrar a funcionalidade desta nova configuração, suas características bem como suas vantagens em relação à configuração de dois estágios.

Assim como na estrutura anterior, a abordagem para a alimentação da lâmpada, pelas razões já apresentadas, dá-se através da inversão de sua corrente em baixa frequência com frequência de modulação fixa e razão cíclica variável, função dos parâmetros como tensão de barramento $V_B(t)$ e potência de saída. Para a análise do estágio de entrada mantêm-se inalteradas esta parcela do circuito e sua estratégia de modulação e controle.

5.2 ANÁLISE DA ESTRUTURA DE ENTRADA

Ao substituir a estrutura em ponte completa por uma em meia-ponte com ponto médio (Figura 5.1), mantendo-se o estágio inversor com frequência fixa e razão cíclica variável, determinada pelas malhas de controle de corrente e potência na lâmpada, mais uma vez, impõe-se ao estágio de entrada a operação sem qualquer método de controle ou regulação direta. Assim, para obter uma corrente de entrada $i_{in}(t)$ com baixa distorção harmônica utiliza-se a operação em modo descontínuo, das correntes nos indutores L_{F1} e L_{F2} , respectivamente $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$.

Isto porque, como será demonstrado, nesta forma de operação os picos de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ seguem naturalmente a forma de onda da tensão aplicada. A evolução dos valores médios destas correntes, no entanto, não são perfeitamente senoidais. Tampouco as evoluções de tensões e

correntes nos elementos do filtro de entrada podem ser consideradas lineares para toda a faixa de operação e combinações paramétricas desses elementos.

Para fins de simplificação da análise desta estrutura, opta-se por realizar o desdobramento em estratégias de operação distintas de acordo com a forma de evolução das correntes $i_{Ln}(t)$ e das tensões sobre os capacitores de filtragem $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$, ou seja, de forma linear ou ressonante.

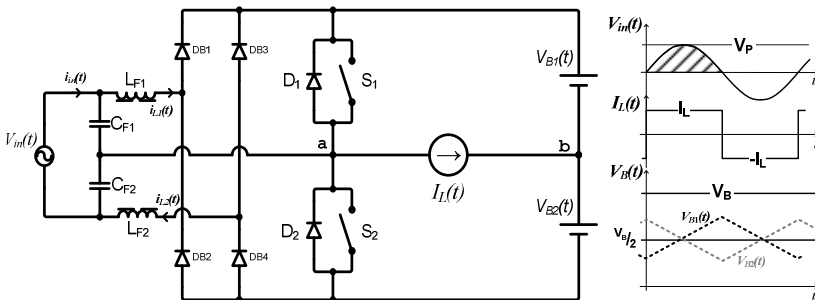


Figura 5.1 – Circuito simplificado – Análise do estágio de entrada.

Para que se possa definir de maneira adequada as formas de operação e, com isto, aplicarem-se as limitações pertinentes para a análise tem-se ainda que aplicar algumas simplificações iniciais no circuito do reator de dois estágios:

- ✓ Supõe-se que opera com uma tensão de barramento $V_B(t)$ inicialmente isenta de ondulações e com valor médio igual a V_B ;
- ✓ De forma análoga desconsideram-se as ondulações de alta frequência na corrente de saída $I_L(t)$ e que seu valor de pico é I_L ;
- ✓ Escolhe-se que f_{LF} , frequência de $I_L(t)$, seja igual a da rede F_R e com período de inversão igual à metade do período da rede, ou seja, razão cíclica $D_{LF} = 1/2$;
- ✓ Ainda se desconsideram as etapas de transição durante os intervalos de comutação dos interruptores S_1 e S_2 , sendo estas idênticas às analisadas no Apêndice A para a estrutura de dois estágios.

Destas simplificações resulta o circuito ilustrado na Figura 5.1, onde se substitui a estrutura de filtragem do estágio inversor por uma fonte de corrente $|I_L(t)| = I_L$ e os capacitores de barramento C_B por duas fontes de tensão contínua $V_{B1}(t) = V_B/2$ e $V_{B2}(t) = V_B/2$.

Como consequência da alteração na estrutura de inversão tem-se a alteração do valor médio instantâneo da tensão $V_{ab}(t)$ (Figura 5.2). Assim, alteram-se as faixas de análise da variável D pois na situação anterior com $D \in [0; 0,5]$ a tensão $0 \leq \widehat{V_{ab}}(t) \leq V_B/2$, enquanto na análise do reator deste capítulo para $D \in [0,5; 1]$ $0 \leq \widehat{V_{ab}}(t) \leq V_B/2$, uma vez que a inversão, nesta estrutura, é efetuada pela alternância entre os valores de D e $(1 - D)$ do interruptor comandado.

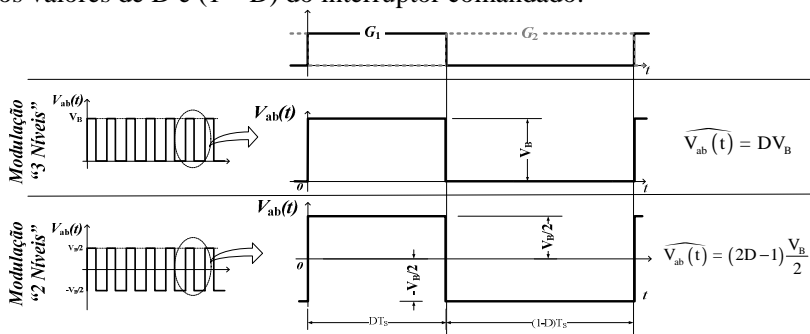


Figura 5.2 – Tensão $V_{ab}(t)$ nos reatores.

5.3 MODO DE OPERAÇÃO LINEAR

De forma análoga à situação anterior considera-se que a estrutura opera no Modo Linear se: *durante o intervalo de comando do interruptor S_1 no semiciclo positivo da rede e S_2 no negativo, nem as correntes nos indutores L_{Fn} nem as tensões nos capacitores C_{Fn} invertem seus sentidos em relação a sua condição inicial, podendo, no entanto, chegar a zero.*

Garante-se assim, que os estados topológicos fundamentais permaneçam inalterados dentro de um semiciclo da fonte de alimentação. Varia-se apenas a forma como as grandezas evoluem eletricamente, função do estado atual.

Inicia-se a análise dos estados topológicos no instante t_0 , imediatamente após aplicar-se o pulso de comando do interruptor S_1 .

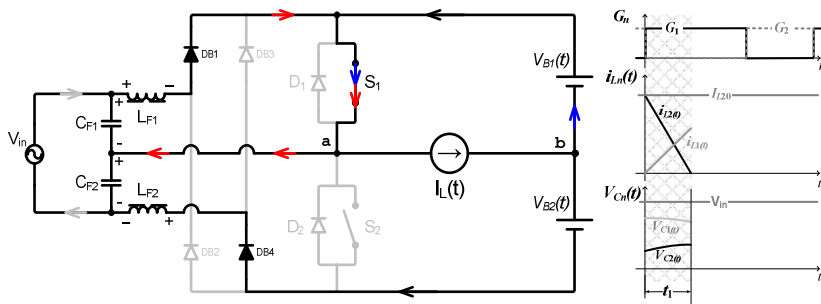


Figura 5.3 – Topologia Simplificada: 1ª Etapa de Operação.

Primeira Etapa: no instante anterior a t_0 o interruptor S_2 encontrava-se em condução. Em virtude disto a corrente $i_{L2}(t_0) = I_{L20}$. A corrente em $i_{L1}(t)$, devido à operação em condição descontínua, inicia sua operação partindo de zero, ou seja, $i_{L1}(t_0) = 0$. Como se observa na Figura 5.3, tem-se a transferência de energia de C_{F1} e $V_{in}(t)$ para o indutor L_{F1} . Neste mesmo intervalo o indutor L_{F2} tem sua energia drenada para os capacitores de barramento C_B e de filtragem C_{F2} .

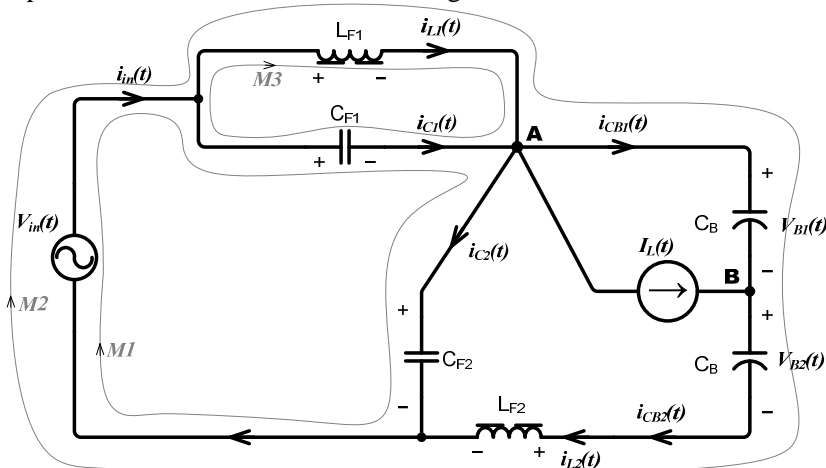


Figura 5.4 – Circuito elétrico equivalente: 1ª Etapa de Operação.

Ao remover os interruptores da estrutura pode-se construir um circuito elétrico equivalente da 1ª etapa, tal qual o ilustrado na Figura 5.4. Através das condições iniciais de operação e da análise das malhas do circuito equivalente chega-se nas relações (5.1)–(5.4).

$$M_1 \rightarrow V_{in}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \quad (5.1)$$

$$M_2 \rightarrow V_{in}(t) = v_{L1}(t) + V_B(t) + v_{L2}(t) \quad (5.2)$$

$$M_3 \rightarrow v_{C1}(t) = v_{L1}(t) \quad (5.3)$$

$$\text{Condições Iniciais} \rightarrow i_{L1}(t_0) = 0 \quad ; \quad i_{L2}(t_0) = I_{L20} \quad (5.4)$$

$$v_{C1}(t_0) = V_{C10} \quad ; \quad v_{C2}(t_0) = V_{C20}$$

Comparando-se o conjunto de equações (5.1)–(5.4) com (4.1)–(4.4), fica evidente que mesmo com a alteração da estrutura de inversão, as malhas pertinentes a definição das correntes e das tensões dos elementos de filtragem não são alteradas. Isto permite utilizar a mesma abordagem do capítulo anterior para a determinação das equações dinâmicas das grandezas.

Assim, ao aplicar a $\mathcal{L}\{\cdot\}$ considerando-se as condições iniciais não nulas, para as equações fundamentais dos elementos do filtro de entrada, obtém-se as equações (5.5)–(5.8).

$$V_{L1}(s) = sL_F I_{L1}(s) \quad (5.5)$$

$$V_{L2}(s) = sL_F I_{L2}(s) - L_F I_{L20} \quad (5.6)$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C1}(s) + \frac{V_{C10}}{s} \quad (5.7)$$

$$V_{C2(s)} = \frac{1}{sC_F} I_{C2}(s) + \frac{V_{C20}}{s} \quad (5.8)$$

Analisando-se os nós de entrada e de saída da fonte de alimentação (5.9), observa-se que a corrente de entrada é função das correntes nos elementos de filtragem. Tem-se então que determinar a estas correntes para se chegar na solução completa.

$$I_{in}(s) = I_{L1}(s) + I_{C1}(s) = I_{L2}(s) + I_{C2}(s) \quad (5.9)$$

Tomando-se a corrente $i_{L1}(t)$, como variável de partida, pode-se agrupar a (5.5) e (5.7) segundo a $\mathcal{L}\{(5.3)\}$, para obter a (5.10).

$$I_{C1}(s) = \left(s^2 L_F I_{L1}(s) - V_{C10} \right) C_F \quad (5.10)$$

Uma alternativa para determinar a $i_{L1}(t)$ dá-se através de $\mathcal{L}^{-1}\{(5.9)\}$. Para tal, tem-se ainda que determinar as outras duas parcelas em função de $I_{L1}(s)$. Para $I_{C2}(s)$ pode-se fazê-lo através da associação das equações (5.8), $\mathcal{L}\{(5.1)\}$ e $\mathcal{L}\{(5.3)\}$ do que resulta (5.11).

$$I_{C2}(s) = \left[\left(\frac{V_{in}(s)}{s} - sL_F I_{L1}(s) \right) s - V_{C20} \right] C_F L_F \quad (5.11)$$

A corrente $I_{L2}(s)$ pode ser obtida através do agrupamento das equações (5.5) e (5.6) segundo a relação dada pela $\mathcal{F}\{(5.2)\}$, a manipulação da equação resultante dá origem a (5.12).

$$I_{L2}(s) = \frac{1}{s} I_{L20} + \frac{1}{s^2 L_F} V_{in}(s) - \frac{1}{s^2 L_F} V_B(s) - I_{L1}(s) \quad (5.12)$$

Por fim, substituindo (5.10)–(5.12) em (5.9), obtém-se a expressão (5.13), que representa o comportamento de $i_{L1}(t)$ no domínio da frequência.

$$\begin{aligned} I_{L1}(s) = & \frac{\omega_f}{2} \left[\frac{\omega_f}{s(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L20} + \frac{1}{2Z_f} \left(\frac{\omega_f}{s^2 + \omega_f^2} \right) (V_{C10} - V_{C20}) \\ & + \frac{1}{2L_F} \left(\frac{1}{s^2} \right) V_{in}(s) - \frac{\omega_f}{2L_F} \left[\frac{\omega_f}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B(s) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Para obter a expressão (5.15) que representa o comportamento da corrente $i_{L1}(t)$, no Modo Linear de operação, basta então aplicar a $\mathcal{F}^{-1}\{(5.13)\}$. Vale observar que as variações de $V_{in}(t)$ e $V_B(t)$ são consideradas desprezíveis dentro do intervalo $0 \leq t \leq T_s$, logo, sabendo-se que $V_{in}(t) \cong V_{in}$ e $V_B(t) \cong V_B$.

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) = & \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) I_{L20} + \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) (V_{C10} - V_{C20}) \\ & - \frac{\omega_f}{2Z_f} (V_B - V_{in}) t + \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) V_B \end{aligned} \quad (5.14)$$

De posse da equação (5.13), podem-se obter as correntes nos elementos passivos através da substituição nas equações (5.10)–(5.12) e da transformada inversa de Laplace das equações resultantes.

Para chegar-se na $i_{L2}(t)$ primeiro substituí-se (5.13) em (5.12), e chega-se na expressão (5.15).

$$\begin{aligned} I_{L2}(s) = & \frac{1}{2} \left[\frac{2s^2 + \omega_f^2}{s(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L20} - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{s^2 + \omega_f^2} \right] (V_{C10} - V_{C20}) \\ & + \frac{\omega_f}{2Z_f} \left[\frac{s^2 + \omega_f^2}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{in}(s) - \frac{\omega_f}{2L_F} \left[\frac{2s^2 + \omega_f^2}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B(s) \end{aligned} \quad (5.15)$$

Aplica-se então $\mathcal{F}^{-1}\{(5.15)\}$, chegando-se a (5.16) que define a corrente $i_{L2}(t)$ durante a primeira etapa de operação.

$$i_{L2}(t) = \frac{1}{2}(1 + \cos(\omega_f t))I_{L20} - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t)(V_{C10} - V_{C20}) - \frac{\omega_f}{2Z_f}(V_B - V_{in})t - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t)V_B \quad (5.16)$$

Uma forma simples de chegar na equação (5.17), ou seja, na tensão no capacitor C_{F1} dá-se através da $\mathcal{F}^{-1}\{(5.5)\}$ e da relação dada em (5.3).

$$v_{C1}(t) = \frac{Z_f}{2} \sin(\omega_f t)I_{L20} + \cos(\omega_f t)V_{C10} - \frac{1}{2}(1 + \cos(\omega_f t))(V_B - V_{in}) \quad (5.17)$$

A equação (5.18) pode ser obtida substituindo-se (5.17) em (5.1).

$$v_{C2}(t) = -\frac{Z_f}{2} \sin(\omega_f t)I_{L20} + \cos(\omega_f t)V_{C20} + \frac{1}{2}(1 - \cos(\omega_f t))(V_B + V_{in}) \quad (5.18)$$

É importante observar na dedução das equações (5.17) e (5.18), que foi novamente efetuada a consideração $V_{in}(t) = V_{C10} + V_{C20}$ na redefinição das condições iniciais.

Para realizar a análise da evolução da corrente drenada da fonte $i_{in}(t)$, tem-se ainda que determinar as correntes nos capacitores de filtragem, devido ao estabelecido em (5.9). De posse da expressão da corrente de $I_{L1}(s)$, chega-se na (5.19) após substituir (5.13) na equação (5.10).

$$I_{C1}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{s}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L20} - \frac{1}{2\omega_f Z_f} \left[\frac{s^2 + 2\omega_f^2}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{C10} - \frac{1}{2\omega_f Z_f} \left[\frac{s^2}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{C20} + \frac{1}{2\omega_f Z_f} V_{in}(s) - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B(s) \quad (5.19)$$

Aplica-se então a $\mathcal{F}^{-1}\{I_{L1}(s)\}$ para então obter a equação (5.20).

$$\begin{aligned}
 i_{c1}(t) = & \frac{1}{2} \cos(\omega_f t) I_{L20} - \frac{1}{Z_f} \sin(\omega_f t) V_{C10} \\
 & - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) (V_B - V_{in})
 \end{aligned} \quad (5.20)$$

Agrupando-se as equações (5.9) e (5.21), chega-se na (5.21) que descreve o comportamento de $i_{in}(t)$ para a primeira etapa de operação.

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \left[I_{L20} - \frac{\omega_f t}{Z_f} (V_B - V_{in}) \right] \quad \therefore \quad 0 \leq t \leq t_1 \quad (5.21)$$

Tal qual o esperado, as tensões e correntes no circuito da primeira etapa de operação apresentaram as mesmas equações desenvolvidas para a estrutura de dois estágios. Tem-se apenas que atentar aos coeficientes referentes às condições iniciais que ainda não estão determinados. Logo, para o mesmo ponto de operação a estrutura pode ter comportamentos distintos.

Segunda Etapa: com a extinção da corrente $i_{L2}(t)$, no instante t_1 , tem-se o início da segunda etapa de operação. Esta etapa estende-se até $t = DT_s$.

Após o indutor L_{F2} descarregar-se por completo, o circuito simplificado assume a configuração ilustrada na Figura 5.5. Esta etapa caracteriza-se pelo desacoplamento entre os dois estágios. Com isto se espera que as equações resultantes da análise, diferentemente da primeira etapa, não apresentem termos relacionados às interações entre as fontes $v_{in}(t)$, $I_L(t)$ e $V_B(t)$.

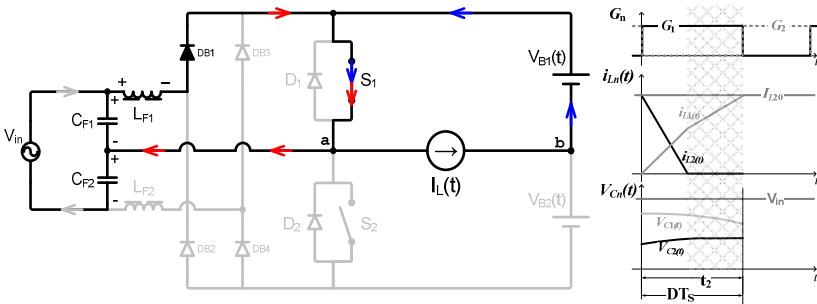


Figura 5.5 – Topologia Simplificada: 2ª Etapa de Operação.

Para que conhecer a corrente de entrada $i_{in}(t)$ tem-se então que determinar as correntes circulantes na estrutura. Iniciando a análise para a determinação de $i_{L1}(t)$, pode-se agrupar as equações (5.24) e (5.25) segundo a relação dada pela $\mathfrak{L}\{(5.23)\}$, para chegar na expressão intermediária (5.28).

$$I_{C1}(s) = (s^2 L_F I_{L1}(s) - s L_F I_{L11} - V_{C11}) C_F \quad (5.28)$$

Substituindo-se (5.28) na equação (5.27), consegue-se isolar $I_{C2}(s)$ de tal forma que este se torna função apenas das CIs e de $I_{L1}(s)$, como demonstrado em (5.29).

$$I_{C2}(s) = (s^2 L_F C_F + 1) I_{L1}(s) - C_F V_{C11} - s L_F C_F I_{L11} \quad (5.29)$$

Pode-se então, agrupando as equações (5.24), (5.26) e (5.29) de acordo com a $\mathfrak{L}\{(5.22)\}$, uma vez que $v_{C1}(t) = v_{L1}(t)$, chegar-se a equação (5.30).

$$I_{L1}(s) = \left[\frac{s}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2} \right] I_{L11} + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \left(\frac{\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2} \right) (V_{C11} - V_{C21}) \\ + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \left(\frac{\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2} \right) V_{in}(s) \quad (5.30)$$

Aplicando-se a $\mathfrak{L}^{-1}\{(5.30)\}$ chega-se em (5.31), ou seja, a corrente $i_{L1}(t)$. Assim como, na dedução efetuada para as equações da primeira etapa, diz-se que $V_{in}(t) \cong V_{C11} + V_{C21}$ para chegar na forma reduzida apresentada em (5.31).

$$i_{L1}(t) = \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L11} + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \text{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) (V_{C11} - V_{C21}) \\ + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \text{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{in} \quad (5.31)$$

De posse das expressões da corrente no indutor L_{F1} no domínio do tempo e da frequência complexa, pode-se, por exemplo, obter a

equação da corrente $i_{C1}(t)$ substituindo-se (5.30) em (5.28) e com o auxílio da transformada inversa da equação resultante chegar na (5.32).

$$i_{C1}(t) = -\frac{1}{2} \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L11} - \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \sin\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C11} \quad (5.32)$$

Com a expressão de (5.27) no domínio do tempo, ou seja, $i_{in}(t) = i_{C2}(t) = i_{L1}(t) + i_{C1}(t)$ é possível então determinar a corrente de entrada durante o intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$.

$$i_{in}(t) = i_{C2}(t) = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L11} + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \sin\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C11} \quad (5.33)$$

Observa-se, novamente, que o conjunto de equações obtido é idêntico ao determinado durante a análise do conversor de dois estágios.

Terceira Etapa: no instante t_2 comutam-se os interruptores S_1 e S_2 , de tal modo que o circuito idealizado assume a configuração apresentada na Figura 5.7.

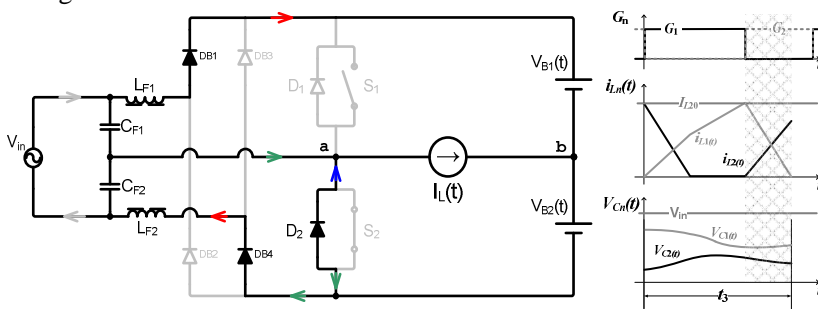


Figura 5.7 – Topologia Simplificada: 3ª Etapa de Operação.

Assim como no estudo realizado para a análise das etapas anteriores, pode-se remover os interruptores do circuito simplificado (Figura 5.7) para construir a representação elétrica equivalente da topologia, apresentada na Figura 5.8.

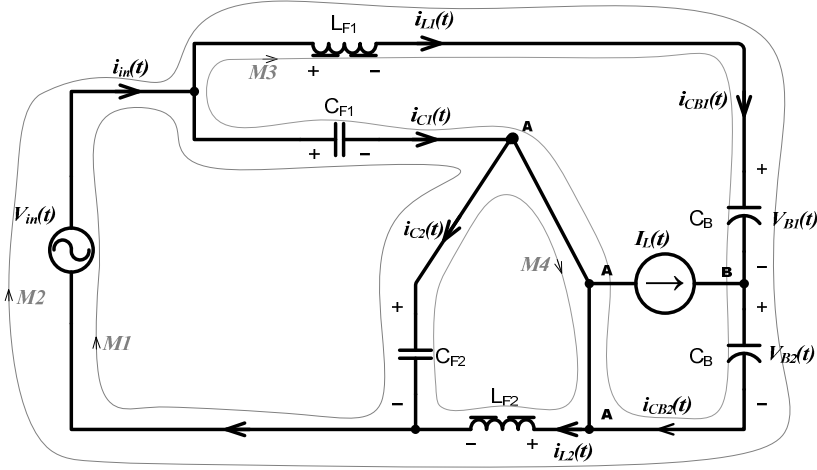


Figura 5.8 – Circuito elétrico equivalente: 3ª Etapa de Operação.

Da análise das malhas identificadas no circuito da Figura 5.8, obtém-se as equações (5.34)–(5.37).

$$M_1 \rightarrow V_{in}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \quad (5.34)$$

$$M_2 \rightarrow V_{in}(t) = v_{L1}(t) + V_B(t) + v_{L2}(t) \quad (5.35)$$

$$M_3 \rightarrow v_{C1}(t) = v_{L1}(t) + V_B(t) \quad (5.36)$$

$$M_4 \rightarrow v_{C2}(t) = v_{L2}(t) \quad (5.37)$$

Definindo-se as condições iniciais para esta etapa como $I_{L12} = i_{L1}(t_2)$, $V_{C12} = v_{C1}(t_2)$ e $V_{C21} = v_{C2}(t_1)$, pode-se reescrever as equações fundamentais dos elementos passivos do circuito, no domínio da frequência complexa, considerando-se as novas condições iniciais, de forma que se obtêm as equações (5.38)–(5.41).

$$V_{L1}(s) = sL_F I_{L1}(s) - L_F I_{L12} \quad (5.38)$$

$$V_{L2}(s) = sL_F I_{L2}(s) \quad (5.39)$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C1}(s) + \frac{V_{C12}}{s} \quad (5.40)$$

$$V_{C2(s)} = \frac{1}{sC_F} I_{C2}(s) + \frac{V_{C22}}{s} \quad (5.41)$$

Através da análise das correntes nos nós da fonte de entrada, pode-se ainda obter a equação (5.42).

$$I_{in}(s) = I_{L1}(s) + I_{C1}(s) = I_{L2}(s) + I_{C2}(s) \quad (5.42)$$

De forma análoga ao efetuado no capítulo anterior, pode-se manipular as equações de nó e de malha do circuito para obter (5.43).

$$i_{L2}(t) = \frac{1}{2} \left(1 - \cos(\omega_f t) \right) I_{L12} - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) (V_{C12} - V_{C22}) \\ - \frac{\omega_f t}{2Z_f} (V_B - V_{in}) + \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) V_B \quad (5.43)$$

De posse da equação (5.43), pode-se então calcular qualquer uma das correntes desejadas utilizando-se as relações já obtidas.

$$I_{L1}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2}{s(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L12} - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] (V_{C12} - V_{C22}) \\ - \frac{\omega_f}{2Z_f} \left[\frac{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2}{s^2(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B + \frac{\omega_f}{2Z_f s^2} V_{in} \quad (5.44)$$

Aplicando-se $\mathcal{L}^{-1}\{ (5.44) \}$ tem-se como equação resultante (5.45).

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos(\omega_f t) \right) I_{L12} + \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) (V_{C12} - V_{C22}) \\ - \frac{\omega_f t}{2Z_f} (V_B - V_{in}) - \frac{1}{2Z_f} \sin(\omega_f t) V_B \quad (5.45)$$

De forma semelhante chega-se na expressão de $I_{C2}(s)$.

$$I_{C2}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{s}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] I_{L12} - \frac{1}{2Z_f \omega_f} \left[\frac{s^2}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{C12} \\ - \frac{1}{2Z_f \omega_f} \left[\frac{s^2 + 2\omega_f^2}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_{C22} - \frac{1}{2Z_f} \left[\frac{\omega_f}{(s^2 + \omega_f^2)} \right] V_B + \frac{1}{2Z_f \omega_f} V_{in} \quad (5.46)$$

Através da soma das correntes nos nós de entrada e de saída da fonte de alimentação, sabe-se que $I_{in}(s) = I_{L2}(s) + I_{C2}(s)$; ao aplicar a $\mathcal{L}^{-1}\{ I_{in}(s) \}$ chega-se na equação (5.47).

$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \left[I_{L12} - \frac{\omega_f t}{Z_f} (V_B - V_{in}) \right] \therefore t_2 \leq t \leq t_3 \quad (5.47)$$

Por operar no Modo Linear é importante que conhecer também as expressões das tensões nos capacitores de filtragem. Através da análise da malha M_4 obtém-se $V_{C2}(s) = V_{L2}(s)$. Aplicando-se $\mathcal{L}^{-1}\{V_{C2}(s)\}$ chega-se na equação (5.48).

$$v_{C2}(t) = \frac{Z_f}{2} \sin(\omega_f t) I_{L12} + \cos(\omega_f t) V_{C22} - \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) (V_B - V_{in}) \quad (5.48)$$

Ao agrupar as equações (5.39) e (5.48), segundo a relação fornecida pela $\mathcal{L}\{(5.37)\}$, obtém-se a equação (5.49).

$$v_{C1}(t) = -\frac{Z_f}{2} \sin(\omega_f t) I_{L12} + \cos(\omega_f t) V_{C12} + \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega_f t)) (V_B + V_{in}) \quad (5.49)$$

Tem-se que observar que para a dedução das equações (5.48) e (5.49) efetuou-se a suposição $V_{in} = V_{C12} + V_{C22}$.

Quarta Etapa: no instante t_3 , toda a energia armazenada no indutor L_{F1} é entregue ao circuito e sua corrente se anula dando início a quarta etapa. Devido às polaridades das tensões $v_{C2}(t)$ e $v_{in}(t)$ a corrente $i_{L2}(t)$ pode alcançar valores maiores ou iguais a I_L . Nesta situação ocorre a comutação da corrente do interruptor D_2 para S_2 .

Apesar desta alteração topológica, em relação ao circuito da Figura 5.9, apenas os esforços nos semicondutores D_2 e S_2 são alterados.

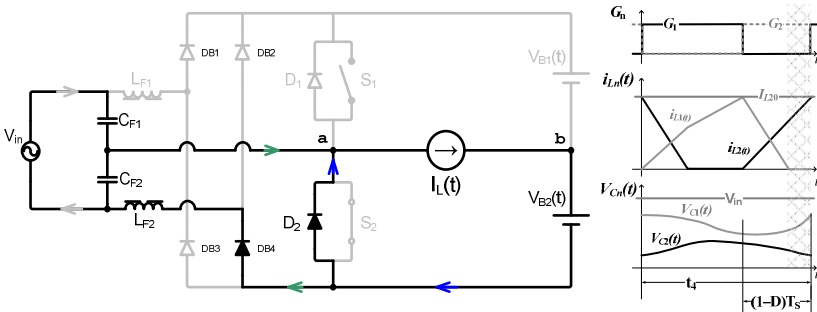


Figura 5.9 – Topologia Simplificada: 4ª Etapa de Operação.

Simplificando-se a estrutura resultante pode-se construir o circuito elétrico equivalente para esta etapa com a configuração ilustrada na Figura 5.10.

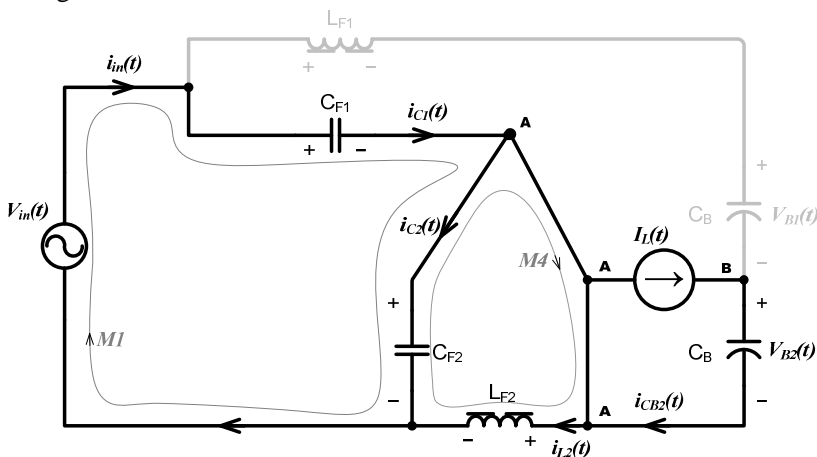


Figura 5.10 – Circuito elétrico equivalente: 4ª Etapa de Operação.

Através da análise das malhas do circuito equivalente (Figura 5.10), chegam-se nas equações (5.50) e (5.51).

$$M_1 \rightarrow V_{in}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \quad (5.50)$$

$$M_4 \rightarrow v_{C2}(t) = v_{L2}(t) \quad (5.51)$$

Definindo-se as condições iniciais desta etapa como $v_{C1}(t_3) = V_{C13}$, $v_{C2}(t_3) = V_{C23}$ e $i_{L2}(t_3) = I_{L23}$, podem-se escrever as equações fundamentais (5.52)–(5.54) dos elementos passivos do estágio de entrada.

$$V_{L2}(s) = sL_F I_{L2}(s) - L_F I_{L23} \quad (5.52)$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C1}(s) + \frac{V_{C13}}{s} \quad (5.53)$$

$$V_{C2}(s) = \frac{1}{sC_F} I_{C2}(s) + \frac{V_{C23}}{s} \quad (5.54)$$

E da análise dos nós do circuito simplificado extraí-se a relação (5.55).

$$i_{in}(t) = i_{C1}(t) = i_{C2}(t) + i_{L2}(t) \quad (5.55)$$

Assim como nas análises anteriores, tem-se interesse em conhecer as correntes nos ramos do circuito. Procedendo-se de forma análoga ao capítulo anterior, ao aplicar a $\mathcal{L}\{(5.51)\}$ obtém-se

$V_{C2}(s) = V_{L2}(s)$. Introduzindo-se (5.54) nesta igualdade chega-se na (5.56).

$$I_{C2}(s) = \frac{s^2}{\omega_f^2} I_{L2}(s) - \frac{s}{\omega_f^2} I_{L23} - \frac{1}{Z_f \omega_f} V_{C23} \quad (5.56)$$

A equação (5.57) é obtida ao agrupar a $\mathcal{L}\{(5.50)\}$ e $\mathcal{L}\{(5.51)\}$, de acordo com a equação (5.53).

$$I_{C1}(s) = -\frac{s^2}{\omega_f^2} I_{L2}(s) - \frac{s}{\omega_f^2} I_{L23} - \frac{1}{Z_f \omega_f} V_{C13} + \frac{1}{Z_f \omega_f} V_{in} \quad (5.57)$$

Chega-se na equação (5.58) utilizando-se as expressões das correntes nos capacitores de filtragem e da equação (5.57).

$$I_{L2}(s) = \left[\frac{s}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2} \right] I_{L23} - \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \left[\frac{\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2} \right] (V_{C13} - V_{C23}) \\ + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \left[\frac{\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2} \right] V_{in} \quad (5.58)$$

Ao efetuar a $\mathcal{L}^{-1}\{(4.63)\}$ obtém-se a (4.64).

$$i_{L2}(t) = \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L23} - \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) (V_{C13} - V_{C23}) \\ + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{in} \quad (5.59)$$

Sabe-se que $V_{C2}(s) = V_{L2}(s)$ e uma vez conhecida a expressão de $I_{L2}(s)$, com o auxílio de (5.52) ao aplicar a $\mathcal{L}^{-1}\{V_{C2}(s)\}$ chega-se na (5.60).

$$v_{C2}(t) = -\frac{Z_f}{\sqrt{2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) I_{L23} + \cos\left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t\right) V_{C23} \quad (5.60)$$

A tensão $v_{C1}(t)$, pode ser obtida através a equação (5.50), dado que $V_{C2}(s) = V_{in}(s) - V_{C1}(s)$. Com a manipulação destas equações obtém-se (5.61).

$$\begin{aligned}
 V_{C1}(s) = & \frac{Z_f}{2} \left[\frac{\omega_f}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)^2} \right] I_{L23} + \frac{1}{2} \left[\frac{s}{s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right)} \right] (V_{C13} - V_{C23}) \\
 & + \frac{1}{2} \left[\frac{s^2 + \omega_f^2}{s \left(s^2 + \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} \right) \right)} \right] V_{in}
 \end{aligned} \tag{5.61}$$

Aplicando-se a $\mathcal{L}^{-1}\{V_{C1}(s)\}$, obtém-se como resultado a equação (5.62).

$$\begin{aligned}
 v_{C1}(t) = & \frac{Z_f}{\sqrt{2}} \operatorname{sen} \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t \right) I_{L23} + \cos \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t \right) V_{C13} \\
 & + \left(1 - \cos \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t \right) \right) V_{in}
 \end{aligned} \tag{5.62}$$

Da análise das correntes do circuito obteve-se $i_{in}(t) = i_{C1}(t)$ e, como se sabe que $i_{C1}(t) = C_F \frac{d}{dt} v_{C1}(t)$, chega-se na corrente de entrada $i_{in}(t)$, dada por (5.63).

$$\begin{aligned}
 i_{in}(t) = & \frac{1}{2} \cos \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t \right) I_{L23} - \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \operatorname{sen} \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t \right) V_{C13} \\
 & + \frac{1}{\sqrt{2} Z_f} \operatorname{sen} \left(\frac{\omega_f}{\sqrt{2}} t \right) V_{in}
 \end{aligned} \tag{5.63}$$

Assim como na segunda etapa, a extinção da corrente em um dos indutores de filtragem causa o desacoplamento entre os estágios. Com isto, a corrente de carga circula por apenas um dos capacitores C_B .

Ao final da quarta etapa tem-se a inversão dos pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 . Com isto a estrutura volta a assumir o estado topológico da primeira etapa e o ciclo reinicia.

5.4 MODO LINEAR

Verifica-se, após a análise das etapas de operação que a alteração na estrutura do inversor não modifica as características do estágio de CFP. Isto fica claro ao observar a igualdade entre as equações das tensões e das correntes envolvendo os elementos da estrutura de filtragem e da corrente de entrada.

No capítulo anterior efetuaram-se algumas simplificações para a análise do conversor de dois estágios. É evidente que, efetuando-se as mesmas considerações para esta estrutura, obtém os mesmos resultados, ou seja, o mesmo conjunto de equações.

Assim, de forma a propor-se uma aproximação inicial, para que se possam projetar os elementos passivos do circuito de forma simplificada e avaliar as suas características, opta-se por aplicar as mesmas simplificações nos parâmetros de projeto, tal que:

H1. A frequência natural de oscilação $f_f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}}$, é

muito menor do que a frequência de comutação dos interruptores “F_S”;

H2. As componentes de alta frequência das correntes dos indutores de filtragem L_{F1} e L_{F2} circulam por seus respectivos capacitores de C_{F1} e C_{F2} ;

H3. As tensões médias instantâneas nos capacitores de filtragem $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$ variam senoidalmente em fase com a tensão da rede e podem ser descritas por (5.64) e (5.65).

$$\widehat{v_{C1}}(t) = V_{C1p} \text{sen}(\omega_r t) \quad (5.64)$$

$$\widehat{v_{C2}}(t) = V_{C2p} \text{sen}(\omega_r t) \quad (5.65)$$

Onde, V_{C1p} e V_{C2p} são os valores médios instantâneos de pico.

Estas considerações permitem reduzir as equações das correntes nos indutores de filtragem, descritas para o conversor de dois estágios, até as relações simplificadas mostradas na Quadro 5.1.

Quadro 5.1 – Correntes nos indutores de filtragem "Simplificadas".

<i>Etapa</i> \ <i>I_{Ln}(t)</i>	L_{F1}	L_{F2}
I	$\frac{\omega_f}{Z_f} V_{C10} t$	$I_{L20} - \frac{\omega_f}{Z_f} (V_B - V_{C20})$
II	$I_{L11} + \frac{\omega_f}{Z_f} V_{C11} t$	0
III	$I_{L12} - \frac{\omega_f}{Z_f} (V_B - V_{C12})$	$\frac{\omega_f}{Z_f} V_{C22} t$
IV	0	$I_{L23} + \frac{\omega_f}{Z_f} V_{C23} t$

Sabe-se, através da análise das etapas de operação e utilizando-se as simplificações propostas, que as ondulações produzidas nas correntes dos indutores L_{F1} e L_{F2} , são dadas respectivamente por (5.66) e (5.67).

$$\Delta I_{L1}(t) = \frac{\omega_f}{Z_f} [V_B - V_{C1p} \text{sen}(\omega_r t)] \Delta t_1(t) \quad (5.66)$$

$$\Delta I_{L2}(t) = \frac{\omega_f}{Z_f} [V_B - V_{C2} \text{sen}(\omega_r t)] \Delta t_2(t) \quad (5.67)$$

Durante a análise das etapas de operação do conversor, no Modo **I**, pôde-se constatar que $i_{in}(t)$ tem sua ondulação em alta freqüência inversamente proporcional ao parâmetro $Z_f / \omega_f = L_F$ e diretamente proporcional à diferença $V_B - V_{in}$, isto durante a 1ª e 3ª etapas de operação. Explorando-se este comportamento para definir as diretrizes de projeto dos elementos do conversor, tem-se que:

H4. O parâmetro $\alpha = V_p / V_B \rightarrow 1$, para reduzir a ondulação de corrente em alta freqüência na fonte de alimentação;

H5. O ajuste das indutâncias L_F será feito para minimizar os intervalos em que o conversor opera na 2ª e 4ª etapas, ao longo de $V_{in}(t)$;

H6. As correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L1}(t)$ devem permanecer no MCD, durante todo o período de operação.

Observou-se, na análise efetuada no capítulo anterior, que uma forma simples para se manter a estrutura dentro das limitações impostas pelas simplificações efetuadas, dá-se através da operação no ponto médio das restrições. Assim, o projeto dos elementos da estrutura deve garantir que as relações (5.68) e (5.69) sejam respeitadas. Ou, em última análise que estes sejam conseqüências destas relações.

$$\overline{\alpha}_1 = \frac{\overbrace{(1-D)}^{\Delta t_2 \rightarrow (1-D)T_s} + \overbrace{(\alpha-D)}^{\Delta t_1 \rightarrow DT_s}}{2} = \frac{\alpha}{2} - \frac{(2D-1)}{2} \quad (5.68)$$

$$\overline{\alpha}_2 = \frac{\overbrace{\alpha-(1-D)}^{\Delta t_2 \rightarrow (1-D)T_s} + \overbrace{(D)}^{\Delta t_1 \rightarrow DT_s}}{2} = \frac{\alpha}{2} + \frac{(2D-1)}{2} \quad (5.69)$$

O erro ou afastamento da situação crítica de operação \mathcal{E}_α , como se sabe, é dado pela equação (4.91).

$$\mathcal{E}_a = \left| \overline{\alpha}_1 - \alpha_1 \right| = \left| \overline{\alpha}_2 - \alpha_2 \right| = \left| 1 - \alpha/2 \right| \quad (4.91)$$

5.4.1 Característica de Saída

Através da análise efetuada para o conversor de dois estágios, sabe-se que com a variação de $D \in [0; 0,5]$ tem-se a redução do ganho de tensão $\alpha = V_p/V_B$ com $D \rightarrow 0$ e a elevação da faixa de variação do ganho de tensão com $D \rightarrow 0,5$.

Observa-se, como conseqüência da alteração da estrutura de inversão, que o mapeamento da razão cíclica para este conversor é tal que $D \in [0,5; 1]$, para que se tenha a equivalência entre as etapas de operação dos conversores de um e dois estágios. Isto, devido à mudança do ganho estático dado por (5.70) no conversor anterior e, definido por (5.71) para o de estágio único.

$$\overline{V}_{ab} = DV_B \quad (5.70)$$

$$\overline{V}_{ab} = (2D-1)V_B \quad (5.71)$$

Assim, para que \overline{I}_L/I_o apresente as mesmas características que as já descritas para o conversor anterior basta apenas que se aplique o devido remapeamento da razão cíclica:

$$\frac{2D_2+1}{2} = D_1 \quad (5.72)$$

Onde, D_2 é a razão cíclica calculada para o conversor de dois estágios e D_1 a razão cíclica equivalente para o conversor de estágio único.

Aplicando-se o remapeamento (5.72) á (4.99), pode-se traçar o ganho $\overline{I_L}/I_o$ (Figura 5.11).

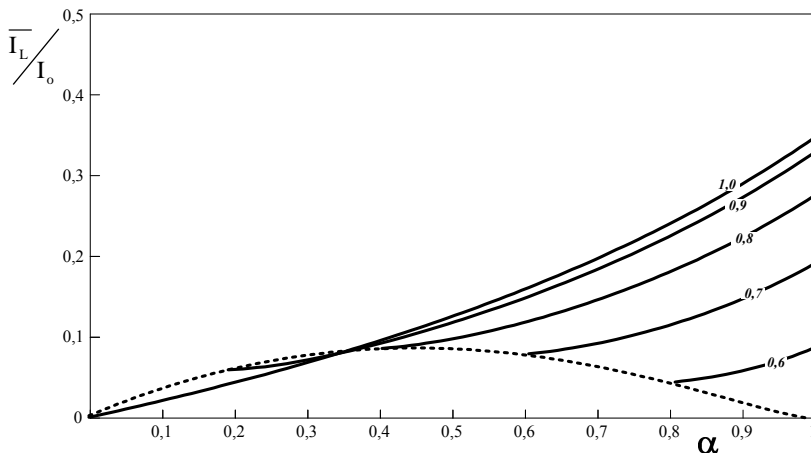


Figura 5.11 – Valor médio normalizado da corrente de saída.

5.4.2 Corrente de Entrada

Para determinar a expressão da corrente de entrada do conversor efetuam-se considerações análogas as do conversor de dois estágios, ou seja:

H7. Opera-se com os valores médios instantâneos das correntes ao longo do período da fonte de alimentação (T_R);

H8. A corrente média instantânea nos capacitores de filtragem é considerada desprezível com $0 \leq \omega_r t \leq 2\pi$.

Através da análise efetuada no capítulo anterior, sabe-se que $\widehat{i_{L1}}(t) = \widehat{i_{L2}}(t)$ e que como consequência $\widehat{i_{L1}}(t) = \widehat{i_{L2}}(t) = \widehat{i_{in}}(t)$. Assim, para chegar na expressão da corrente $\widehat{i_{in}}(t)$ calcula-se o valor médio da corrente de um dos indutores L_F . Utilizando-se $i_{L1}(t)$, por exemplo, chega-se novamente na (5.73).

$$\widehat{i_{L1}}(\theta_r) = I_o \left[\frac{\pi D^2}{\beta \alpha} \right] \left(\sin(\theta_r) + \frac{\sin(\theta_r)^2}{\beta - \sin(\theta_r)} \right) \quad (5.73)$$

Corrigindo-se à distorção matemática²¹ da equação (5.73), e aplicando-se o mapeamento apresentado em (5.72), pode-se empregar a equação (4.102), que foi a obtida para o conversor anterior, para se descrever a corrente média instantânea $\widehat{i_{L1}}(\theta_r)$.

$$\widehat{i_{L1}}(\theta_r) = I_o \left[\frac{\pi D^2}{\beta \alpha} \right] \text{sen}(\theta_r) \left(1 + \frac{|\text{sen}(\theta_r)|}{\beta - |\text{sen}(\theta_r)|} \right) \therefore 0 \leq \theta_r \leq 2\pi \quad (5.74)$$

5.4.3 DHT e FP

Como a frequência de comutação utilizada no estágio inversor é várias ordens de grandeza maior do que a da fonte de alimentação ($F_s \gg F_R$) despreza-se o conteúdo harmônico no entorno dos múltiplos de F_s , para a determinação da corrente de entrada do reator.

Além disto, ao efetuar a correção na equação do valor médio da corrente de entrada, pode-se, com o auxílio da expansão em Série de Fourier [84], determinar as componentes harmônicas contidas em (5.74).

Introduzindo-se a expressão corrigida de $\widehat{i_{in}}(\theta_r)$, na expressão de I_{Lbk} para k ímpar, apresentada em (A.1) e, após efetuarem-se as devidas manipulações matemáticas chega-se as equações (5.75) e (5.76) que representam as amplitudes da componente fundamental e de terceira ordem de $\widehat{i_{in}}(\theta_r)$, que são idênticas as expressões (4.105) e (4.106) obtidas para o conversor de dois estágios.

✓ Primeira Harmônica ou Fundamental:

$$I_{Lh1} = \frac{8I_o D^2}{\alpha \sqrt{\varphi^2 - 1}} \left[\left(\text{atan}\left(\frac{\varphi - 1}{\sqrt{\varphi^2 - 1}}\right) + \text{atan}\left(\frac{1}{\sqrt{\varphi^2 - 1}}\right) \right) \varphi^2 - \frac{\pi \sqrt{\varphi^2 - 1}}{4} \varphi - \frac{\sqrt{\varphi^2 - 1}}{2} \right] \quad [A] \quad (5.75)$$

²¹ Esta distorção não afeta os cálculos de valores médios efetuados para a obtenção de equações como (4.95) e (4.98), por não distorcer as variáveis no intervalo $0 \leq \theta_r \leq \pi$, onde foram calculadas.

✓ Terceira Harmônica:

$$I_{Lh3} = \frac{8I_o D^2}{\alpha \sqrt{\varphi^2 - 1}} \left[3 \left(\operatorname{atan} \left(\frac{\varphi - 1}{\sqrt{\varphi^2 - 1}} \right) + \operatorname{atan} \left(\frac{1}{\sqrt{\varphi^2 - 1}} \right) \right) \varphi^2 - \frac{\pi \sqrt{\varphi^2 - 1}}{4} \varphi - \frac{\sqrt{\varphi^2 - 1}}{6} \right] [A] \quad (5.76)$$

$$- 4I_{Lh1} \varphi^2$$

Normalizando-se a fundamental de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$, em relação ao parâmetro I_o , pode-se traçar a Figura 5.12. Para reduzir o erro de análise \mathcal{E}_a limita-se a excursão de α . Observam-se características, com a redução da faixa de operação, como a elevação da potência transferida com a elevação de D, a reduzida variação na corrente de carga devido as variações na tensão de barramento ou na tensão de entrada e o máximo valor teórico para $I_{Lh1} \cong I_o / \sqrt{2}$ quando $D \rightarrow 0.5$.

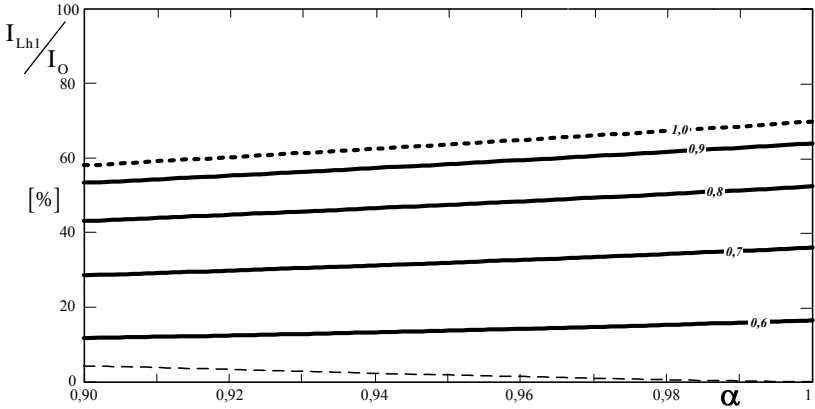


Figura 5.12 – Amplitude normalizada de $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$.

Apesar de, segundo a definição da $\mathbb{F}\{f(t)\}$, necessitar-se de infinitas componentes para representar $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$, observou-se, através dos resultados de simulação do conversor de dois estágios, que a simplificação das equações do circuito para a descrição do funcionamento no Modo Linear são incapazes de fornecer aproximações adequadas para as componentes espectrais de $\widehat{i_{in}(t)}$. Arbitra-se, para a

determinação da DHT do reator, que a série estenda-se apenas para a sua componente de terceira ordem.

Normalizando-se a amplitude da terceira harmônica em relação à fundamental (Figura 5.13), observa-se para a faixa de variação $\alpha \in [0.9 ; 1]$ que a amplitude desta componente assume valores maiores do que 30% para $D > 0.8$.

Nesta estrutura, para a redução da potência de saída $D \rightarrow 0.5$. Assim tem-se que atentar quanto aos parâmetros de projeto do circuito para que, na potência nominal, a amplitude da 3ª harmônica seja adequada [25].

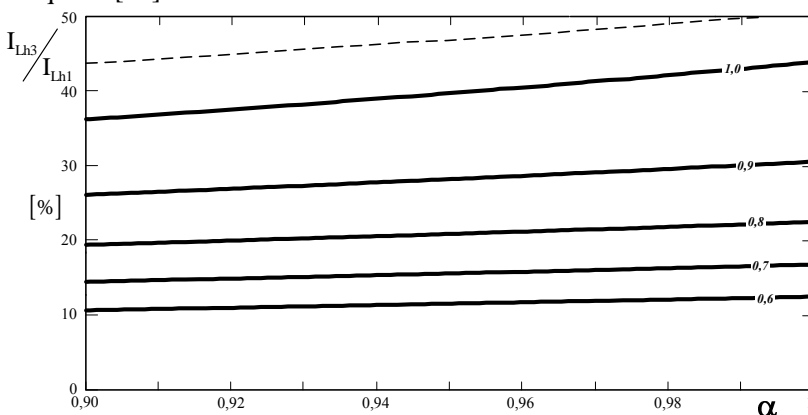


Figura 5.13 – Componentes harmônicas contidas em $\widehat{i_{in}(\theta_r)}$.

5.4.4 Indutor de Filtragem

Através do balanço entre as potências de entrada e de saída do conversor tem-se uma forma simples de determinar a indutância de filtragem L_F . Para tal, basta observar-se que a potência de entrada do conversor P_{in} , dada por (5.77), está relacionada à de saída $P_{in} = P_O$, desconsiderando-se a perdas devido aos elementos parasitas e a comutação dos interruptores.

$$P_{in} = V_B I_o (\Psi_1 + \Psi_2) \quad [W] \quad (5.77)$$

Sabe-se, através de deduções anteriores, que $I_o = V_p / 2\pi F_S L_F$ e $\alpha = V_p / V_B$. Introduzindo-se estas relações em (5.77) e realizando-se as devidas manipulações chega-se na (5.78).

$$L_F = L_O \left(\frac{\Psi_1 + \Psi_2}{\alpha} \right) \quad [H] \quad (5.78)$$

Ao normalizar L_F em relação à L_O , tal que $\overline{L_f} = L_F / L_O$, pode-se traçar a Figura 5.14, que demonstra como $\overline{L_f}$ comporta-se com a variação dos parâmetros α e D .

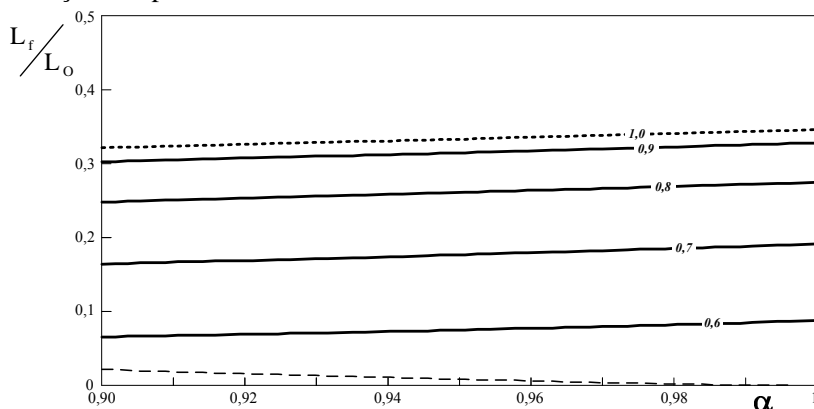


Figura 5.14 – Variação da indutância normalizada.

Observa-se que ao deslocar o ponto de operação para regiões onde $\alpha \rightarrow 0$ e $D \rightarrow 1$ pode-se operar com valores reduzidos de indutância. No entanto, tem-se que atentar para as equações (5.66) e (5.67) que são inversamente proporcionais ao valor de L_F , ou seja, quanto menor for o valor da indutância de filtragem maiores serão os picos de corrente nestes indutores e por conseqüência, nos elementos que participam da etapa de operação. Além disto, com a redução de α eleva-se a tensão de barramento.

5.4.5 Capacitor de Filtragem

Têm-se como diretrizes para o projeto destes elementos, a consideração efetuada em H2 e a imposição de que o conversor opera no Modo Linear. Como se sabe, as componentes de alta frequência contidas na corrente $i_{L1}(t)$ circulam pelo capacitor C_{F1} , de modo que o pico da ondulação de tensão provocada por esta corrente coincide com o instante de pico da fonte de alimentação.

Assim, para $\widehat{v_{C1}}\left(\frac{\pi}{2}\right)=v_{C1p}$ e $D=0.5$ tem-se a corrente $i_{C1}(t)$ com um formato aproximadamente triangular. Aplicando-se a série de Fourier a um sinal com estas características, obtém-se:

$$i_{C1p}(t)=I_{C1p}\text{sen}(\omega_s t) \quad [\text{A}] \quad (5.79)$$

Onde, $I_{C1p}=\frac{8}{\pi^2}\Delta I_{L1\text{max}}$ e $\omega_s=2\pi F_s$.

O módulo da impedância do capacitor C_F , na frequência de comutação é dado pela relação $Z_{Cf}=1/2\pi F_s C_F$ e a queda de tensão máxima provocada pela componente fundamental de $i_{C1}(t)$ é $\Delta V_{Cf}=Z_{Cf} I_{C1p}$. Chega-se então na expressão (5.80).

$$C_F=\frac{4}{\pi^3 F_s \Delta V_{Cf}} \Delta I_{L1\text{max}} \quad [\text{F}] \quad (5.80)$$

Aplica-se a restrição, ao valor máximo de ΔV_{Cf} , em função do valor de pico de $\widehat{v_{C1}}(t)$, dado que com $D>0.5$ ocorre a inversão da polaridade dos ganhos β e φ (Figura 5.15). Assim $\widehat{v_{C1}}(t)\leq\widehat{v_{C2}}(t)$ se $0.5\leq D\leq 1$. Tem-se ainda que $V_{in}(t)=v_{C1}(t)+v_{C2}(t)$, logo $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$ possuem as mesmas ondulações.

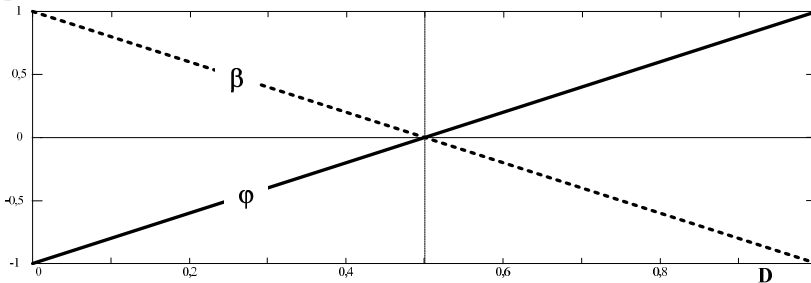


Figura 5.15 – Inversão dos ganhos de tensão.

5.4.6 Capacitor de Barramento

Analisando-se a evolução das correntes $i_{CB1}(t)$ e $i_{CB2}(t)$ ao longo das etapas de operação do conversor, (5.81) e (5.82), verifica-se que estão presentes componentes de baixa frequência na corrente

$i_{CB}(t) = i_{CB1}(t) + i_{CB2}(t)$, devido às envoltórias senoidais de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$.

$$i_{CB1}(t) \rightarrow \underbrace{\overbrace{i_{L2}(t) - I_{La}(t)}^{t_0 \rightarrow t_1} \mapsto \overbrace{I_{La}(t)}^{t_1 \rightarrow t_2} \mapsto \overbrace{i_{L1}(t)}^{t_2 \rightarrow t_3} \mapsto \overbrace{0}^{t_3 \rightarrow T_s}}_{\text{Etapas}} \quad (5.81)$$

$$i_{CB2}(t) \rightarrow \underbrace{\overbrace{i_{L2}(t)}^{t_0 \rightarrow t_1} \mapsto \overbrace{0}^{t_1 \rightarrow t_2} \mapsto \overbrace{i_{L1}(t) + I_{La}(t)}^{t_2 \rightarrow t_3} \mapsto \overbrace{I_{La}(t)}^{t_3 \rightarrow T_s}}_{\text{Etapas}} \quad (5.82)$$

$$i_{CB}(t) \rightarrow \underbrace{\overbrace{2i_{L2}(t) - I_{La}(t)}^{t_0 \rightarrow t_1} \mapsto \overbrace{I_{La}(t)}^{t_1 \rightarrow t_2} \mapsto \overbrace{2i_{L1}(t) + I_{La}(t)}^{t_2 \rightarrow t_3} \mapsto \overbrace{I_{La}(t)}^{t_3 \rightarrow T_s}}_{\text{Etapas}} \quad (5.83)$$

Fica evidente ao observar a evolução teórica de $i_{CB}(t)$, na Figura 5.16, que a componente de menor ordem, contida nesta corrente, possui o dobro da frequência da fonte de alimentação. Da análise das evoluções das correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$, sabe-se que seus valores máximos e mínimos ocorrem em $\theta_{rP} \rightarrow n\pi/2 \therefore n \text{ ímpar}$ e $\theta_{rN} \rightarrow n\pi/2 \therefore n \text{ par}$ respectivamente. Logo, espera-se que (5.83) também apresente seus valores máximos e mínimos nos mesmos ângulos de θ_{rP} e θ_{rN} .

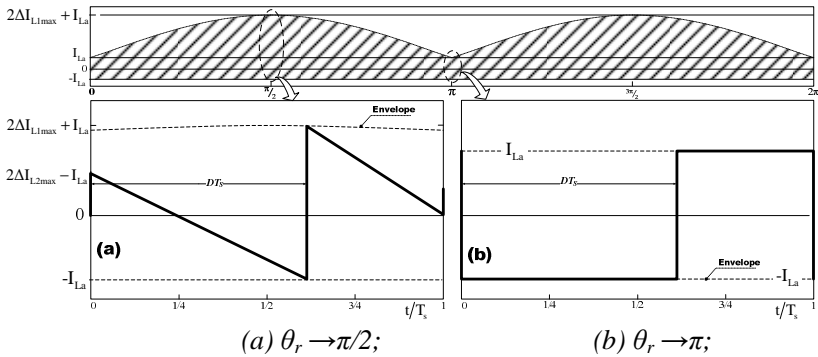


Figura 5.16 – Corrente idealizada no capacitor de barramento.

Para a determinação da capacitância de C_B , opta-se por minimizar a componente em baixa frequência contida em $V_B(t)$, existentes devido às ondulações presentes em $i_{CB}(t)$.

Utiliza-se esta abordagem neste conversor, pois se tem $F_S \gg F_R$. Em função disto, a impedância $Z_{CB}(\omega)$ (5.84), que é inversamente proporcional a frequência, assume valores tal que $Z_{CB}(f_r) \gg Z_{CB}(f_s)$. Assim as componentes de $i_{CB}(t)$ no entorno de F_R , mesmo que de pequena amplitude, são capazes de causar maiores ondulações em $V_B(t)$ que as de maior amplitude, porém, no entorno de F_S e seus múltiplos.

$$Z_{CB}(\omega) = \frac{1}{j\omega C_B} \quad (5.84)$$

Na situação ideal de operação, para o parâmetro α , os intervalos $t_2 - t_1$ e $T_s - t_3$ tendem a zero sempre que $\theta_r \rightarrow n\pi/2 \therefore n \text{ ímpar}$. Assim, pode-se representar a evolução de $i_{CB}(t)$ como o ilustrado na Figura 5.16(a). Ao explorar-se esta característica, tem-se que o valor de pico positivo da corrente média instantânea $\widehat{I_{CBp}} = \widehat{i_{CB}\left(\frac{\pi}{2}\right)}$.

$$\begin{aligned} I_{CBp} &= \overbrace{\frac{2\pi I_o}{\varphi\alpha} \frac{(1-D)^2}{\varphi-1}}^{0 \rightarrow DT_s} - \underbrace{\left(\frac{2D}{2D-1}\right) \frac{I_o}{\alpha} (\psi_1 + \psi_2)}_{I_{La}(t)} \\ &+ \underbrace{\frac{2\pi I_o}{\beta\alpha} \frac{D^2}{\beta-1}}_{2I_{L1}(t)} + \underbrace{\left(\frac{2(1-D)}{2D-1}\right) \frac{I_o}{\alpha} (\psi_1 + \psi_2)}_{I_{La}(t)} \quad (5.85) \\ I_{CBp} &= \frac{2I_o}{\alpha} \left[\frac{\pi D^2}{\beta(\beta-1)} + \frac{\pi(1-D)^2}{\varphi(\varphi-1)} - (\psi_1 + \psi_2) \right] \end{aligned}$$

De forma semelhante, porém dentro do intervalo $(1-D)T_s$ (Figura 5.16(b)), chega-se na (5.86) que representa o valor médio instantâneo de pico negativo $\widehat{I_{CBn}} = \widehat{i_{CB}}(\pi)$.

$$I_{CBn} = \underbrace{-\left(\frac{2D}{2D-1}\right)I_o\left(\frac{\psi_1 + \psi_2}{\alpha}\right)}_{I_{La}(t)} + \underbrace{\left(\frac{2(1-D)}{2D-1}\right)I_o\left(\frac{\psi_1 + \psi_2}{\alpha}\right)}_{I_{La}(t)} \quad (5.86)$$

$$I_{CBn} = -2I_o\left(\frac{\psi_1 + \psi_2}{\alpha}\right)$$

Ao comparar as equações obtidas através da expansão de (5.85) e (5.86) com as equações para as mesmas variáveis do conversor de dois estágios, observa-se que a inserção do segundo capacitor de barramento e conseqüentemente a redução do valor de pico da tensão $V_{ab}(t)$, dobram os valores das correntes de pico.

No entanto, como se tem interesse apenas na ondulação total ΔV_B , causada pela componente de corrente na frequência de $2F_R$ contida em $\widehat{i_{CB}}(t)$, chega-se na (5.87) através da queda de tensão causada pelo valor de pico a pico desta ondulação.

$$C_B = \frac{1}{2\pi(2F_R)} \left(\frac{I_{CBp} - I_{CBn}}{\Delta V_B} \right) \quad [F] \quad (5.87)$$

5.5 EXEMPLO DE PROJETO

Para avaliar o comportamento da estrutura e da metodologia de cálculo proposta, para a operação do conversor DDCM-HB no Modo Linear, foram realizadas simulações utilizando-se as mesmas especificações hipotéticas apresentadas no Quadro 4.5.

5.5.1 Cálculo dos Elementos Passivos

Em função dos dados apresentados no Quadro 4.5 e utilizando as equações de projeto obtidas anteriormente, podem-se calcular os valores dos elementos passivos do circuito. Um exemplo desse processo de cálculo está explicitado no Quadro 5.2.

Quadro 5.2 – Exemplo de cálculo dos elementos passivos.

Descrição		Equação	Valor
Ondulação de Tensão	ΔV_{CB}	$0,025 \cdot V_B$	7,875 V
Ganho de Tensão	α	V_P/V_B	0,987
Razão Cíclica	D	$D = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{P_{in} R_{La}}{V_B^2}}$	0,784
Ganho de tensão	β	$\frac{2}{\alpha - (2D - 1)}$	4,77
	φ	$\frac{2}{\alpha + (2D - 1)}$	1,27
Ganho de corrente	Ψ_1	$\left[\frac{2D^2}{\beta \alpha} \left[\frac{\beta^2}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \left(\frac{\frac{\pi}{2} +}{atan\left(\frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\right)} \right) \right] \right]$	0,052
	Ψ_2	$\left[\frac{2(1-D)^2}{\varphi \alpha} \left[\frac{\varphi^2}{\sqrt{\varphi^2 - 1}} \left(\frac{\frac{\pi}{2} +}{atan\left(\frac{1}{\sqrt{\varphi^2 - 1}}\right)} \right) \right] \right]$	0,148
Indutância Normalizada	L_o	$\frac{V_P^2}{2\pi F_S P_{in}}$	1,92 mH
Indutor Boost	L_{F1}	$L_o \left(\frac{\Psi_1 + \Psi_2}{\alpha} \right)$	391 μH
	L_{F2}		

Corrente Normalizada	I_o	$\frac{V_p}{2\pi F_s L_F}$	1,27 A
Ondulação de Corrente	ΔI_p	$\pi I_o (\alpha - (2D - 1))D$	1,35 A
Capacitor Boost	C_{F1}	$\frac{4\Delta I_p}{\pi^3 F_s \Delta V_{Cf}}$	87 nF
	C_{F2}		
Pico de Corrente	I_{CBp}	$\frac{I_o}{\alpha} \left[\frac{\pi D^2}{\beta(\beta-1)} + \frac{\pi(1-D)^2}{\varphi(\varphi-1)} - (\psi_1 + \psi_2) \right]$	784 mA
	I_{CBn}	$\frac{I_o}{\alpha} (\psi_1 + \psi_2)$	-515 mA
Capacitor de Barramento	C_B	$\frac{1}{2\pi(2F_R)} \left(\frac{I_{CBp} - I_{CBn}}{\Delta V_B} \right)$	219 μF
Indutor de Saída	L_{Bal}	$\frac{V_B}{\Delta I_{LBal} F_s} D(1-D)$	3,4 mH
Capacitor de Partida	C_{Bal}	$\frac{1}{(2\pi F_{ign})^2 L_{Bal}}$	12 nF
Corrente de Ignição	I_{Ign}	$2\pi F_{ign} C_{Bal} V_{ign}$	3,7 A

5.5.2 Esforços nos Elementos de Potência

Tanto para o projeto físico dos elementos de potência do conversor, quanto para a sua escolha comercial têm-se ainda que determinar os valores das tensões e correntes máximas, médias e eficazes, a que esses elementos são submetidos durante a operação do conversor.

As equações (4.118) a (4.122) juntamente com os dados fornecidos no Quadro 4.5 e calculados no Quadro 5.2 permitem que se

obtenham os valores aproximados para as correntes os indutores L_{F1} e L_{F2} conforme o apresentado no Quadro 5.3.

Quadro 5.3 – Parâmetros para o projeto físico – L_{F1} e L_{F2} .

Descrição		Equação	Valor
Corrente Média Máxima	$\overline{I_{LF1}}$	$I_o \left[\frac{\pi D^2}{\alpha} \right] \left(\frac{1}{\beta - 1} \right)$	0,66 A
	$\overline{I_{LF2}}$		
Corrente Eficaz	I_{LF1ef}	$\frac{2\pi I_o}{\alpha} \sqrt{\frac{D^3}{3} \left(\frac{1}{\beta(\beta - 1)} \right)}$	0,76 A
	I_{LF2ef}	$\frac{2\pi I_o}{\alpha} \sqrt{\frac{(1 - D)^3}{3} \left(\frac{1}{\varphi(\varphi - 1)} \right)}$	0,77 A
Pico de Corrente	ΔI_{LF1}	$\frac{2\pi I_o}{\alpha} \frac{D}{\beta}$	1,32 A
	ΔI_{LF2}	$\frac{2\pi I_o}{\alpha} \frac{(1 - D)}{\varphi}$	1,35 A

Aproximando os valores de pico das correntes nos capacitores C_{F1} e C_{F2} , tal qual o efetuado em (4.112), chega-se aos valores máximos das correntes eficazes apresentadas no Quadro 5.4.

Quadro 5.4 – Parâmetros para o projeto físico – C_{F1} e C_{F2} .

Descrição		Equação	Valor
Corrente Eficaz	I_{CF1ef}	$\frac{\sqrt{8}}{\pi^2} \Delta I_{LF1}$	0,38 A
	I_{CF2ef}	$\frac{\sqrt{8}}{\pi^2} \Delta I_{LF2}$	0,39 A
Tensão Máxima	V_{CF1}	V_p	311 V
	V_{CF2}		

Aproximando os intervalos de condução tal que $\Delta t_1 \rightarrow D$ e $\Delta t_2 \rightarrow (1-D)$, chega-se as equações de projeto das correntes médias nos diodos da ponte retificadora de entrada (4.123) e (4.124). Atribuindo os valores de projeto a essas equações chega-se então aos valores de correntes apresentados no Quadro 5.5.

Quadro 5.5 – Parâmetros para especificação – Ponte retificadora.

Descrição		Equação	Valor
Corrente Média	$\overline{I_{DB1}}$	$\frac{D I_o}{\beta \alpha}$	0,21 A
	$\overline{I_{DB4}}$		
	$\overline{I_{DB2}}$	$\frac{(1-D) I_o}{\phi \alpha}$	0,22 A
	$\overline{I_{DB3}}$		
Tensão Reversa ²²	V_{DBR}	V_B	315 V

Os interruptores S_1 e S_2 conduzem $i_L(t) + i_{L1}(t) + i_{L2}(t)$, ou seja, uma composição de correntes. Isso pode fazer com que tanto $i_{S1}(t)$ quanto $i_{S2}(t)$ alterem sua polaridade durante o intervalo T_R .

Por simplicidade, para fins de projeto físico, supõe-se novamente que $i_{S1}(t) \approx i_{L1}(t) + i_{La}(t)$ e que, $i_{S2}(t) \approx i_{L2}(t) + i_{La}(t)$. Essas simplificações permitem que se obtenham que as equações das correntes médias e eficazes nos interruptores apresentadas no Quadro 5.6.

Quadro 5.6 – Parâmetros para especificação – Braço Inversor.

Descrição		Equação	Valor
Corrente Média	$\overline{I_{S1}}$	$D I_{La}$	0,70 A
	$\overline{I_{S2}}$		
Corrente Eficaz Máxima	I_{S1ef}	$\sqrt{\frac{D}{3}} \sqrt{I_{La}^2 + I_{La} \Delta I_{L1} \left(\frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{3} \Delta I_{L1} \left(\frac{\pi}{2} \right)^2}$	1,42 A
	I_{S2ef}		
Tensão Máxima ²⁰	V_S	V_B	315 V

²² Observar que durante a ignição da lâmpada a tensão V_B pode alcançar valores muito superiores.

5.5.3 Resultados Numéricos

Para avaliar o comportamento da estrutura operando no Modo Linear, e da metodologia de cálculo proposta, foram realizadas simulações utilizando-se as especificações apresentadas no Quadro 5.2.

Os valores dos demais parâmetros do circuito, são obtidos utilizando-se a metodologia de cálculos proposta para a estrutura de estágio único. De posse dos valores dos componentes empregou-se o *software* PSIM® para efetuar as simulações do comportamento elétrico da estrutura. No Apêndice D, estão apresentadas as estruturas dos circuitos teóricos utilizados.

Há que se observar no circuito utilizado para a simulação a existência de alguns circuitos que não são descritos no desenvolvimento do trabalho. Estes blocos são responsáveis pela geração dos pulsos de comando e por produzir os sinais de controle e uma vez que suas descrições detalhadas são dispensáveis para a compreensão da idéia proposta no trabalho, opta-se por não abordá-los nesta tese.

Observando-se a Figura 5.17 é possível verificar novamente a presença da componente de tensão em baixa frequência na tensão de barramento e que sua fundamental possui o dobro da frequência da fonte de alimentação.

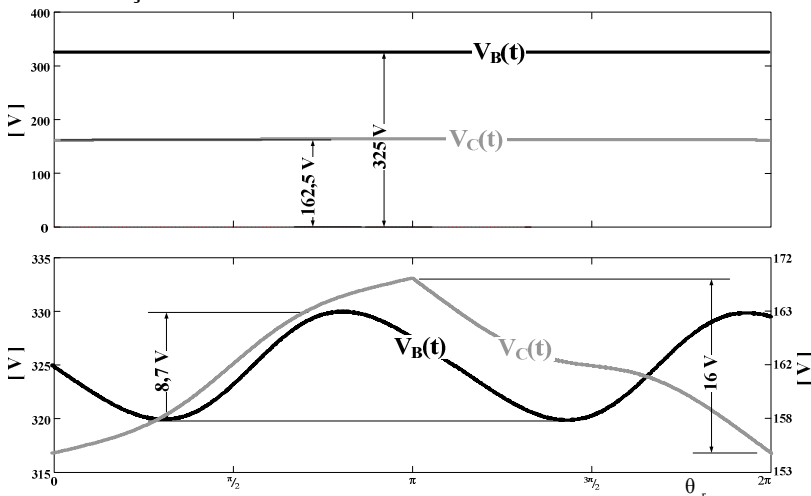


Figura 5.17 – Tensões de barramento: Total e no ponto médio; Detalhe da ondulação.

No entanto, a ondulação ΔV_B tanto quanto o valor médio de $V_B(t)$ apresentam desvios menores do que 10% quando comparadas com as especificações de projeto. Já a tensão no ponto médio dos capacitores de barramento $V_C(t)$, apresenta uma ondulação dentro do valor esperado, uma vez que, com a injeção da corrente de carga I_L , nos capacitores C_B esta tensão evolui em rampa com uma ondulação $(2D-1)I_L/F_R C_B \cong 15\text{ V}$.

Ao analisar a Figura 5.18, que ilustra o comportamento das correntes $i_{CB1}(t)$ e $i_{CB2}(t)$, fica evidente a injeção da componente média, como consequência da utilização de uma corrente contínua na carga.

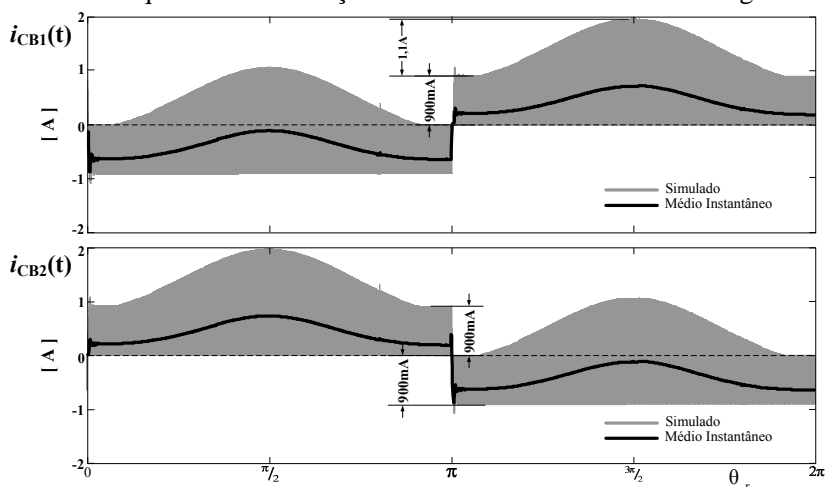


Figura 5.18 – Correntes nos capacitores de barramento.

Para demonstrar que as correntes, que compõe $i_{CB}(t)$, correspondem às mesmas efetuadas durante a determinação teórica dos valores de I_{CBp} e I_{CBn} , na Figura 5.19 tem-se ilustrados em detalhe os instantes $\theta_r = \pi/2$ e $\theta_r = \pi$.

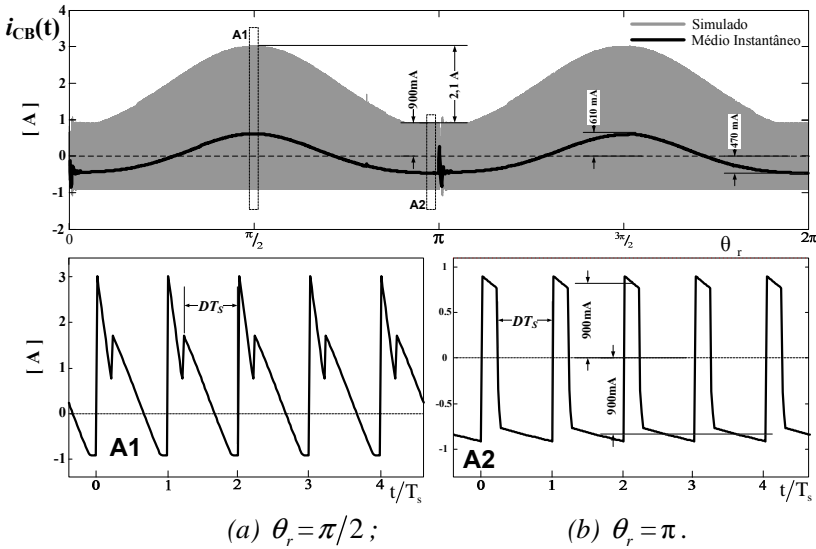


Figura 5.19 – Corrente no capacitor de barramento e suas componentes.

Verifica-se que, com a alteração da estrutura do estágio inversor, os capacitores de barramento são submetidos a valores de pico de corrente superiores aos da estrutura anterior, passando de $\Delta I_{L1\max}$ para $2\Delta I_{L1\max} + I_L$.

O que se procurou ao especificar as tensões de entrada de barramento com os valores de 311 V e 315 V foi garantir que as condições arbitradas para que a operação no modo linear fosse atendida, ou seja, fazer-se com que o parâmetro $\alpha \rightarrow 1$. Isto permite que a operação ocorra com um desvio $\varepsilon_\alpha < 0.01$.

Verifica-se através da Figura 5.20 que os valores médios instantâneos de $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$ aproximam-se dos valores teóricos previstos de $V_p/\beta \cong 81 \text{ V}$ e $V_p/\varphi \cong 230 \text{ V}$. Atribuí-se as diferenças entre os valores teóricos e simulados às componentes de terceira harmônica presentes em $i_{C1}(t)$ e $i_{C2}(t)$, que não são consideradas durante a análise teórica do estágio de CFP.

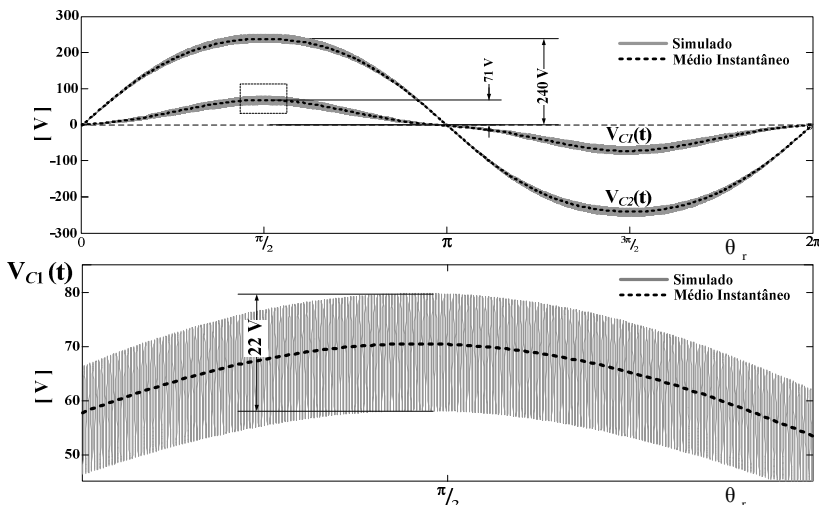


Figura 5.20 – Tensões nos capacitores de filtragem.

Outro aspecto importante a ser observado, quando se analisam as tensões nos capacitores de filtragem, é a ondulação de alta frequência ΔV_{Cf} . Dado que tal parâmetro é utilizado para garantir a operação no Modo Linear. Tem-se, na Figura 5.20, uma visão ampliada da tensão $v_{C1}(t)$, de onde se conclui que, para as especificações fornecidas, a metodologia de cálculo propiciou o projeto adequado de tais elementos.

Há ainda a observar que, devido às simplificações nas equações das tensões e das correntes nos elementos de filtragem, tem-se que garantir que a condição $\omega_f \ll \omega_s$ ou $\mu = f_f / F_s \ll 1$, é também atendida. O que, em função dos parâmetros utilizados, se verifica mesmo para um fator de desacoplamento $\mu \approx 0,265$.

Assim como na análise da estrutura no capítulo anterior, este resultado não implica na definição do parâmetro $\mu \leq 0,265$ como limite para a restrição efetuada durante o equacionamento, pois se trata de uma solução pontual. Diz-se isto apenas para esclarecer que maiores estudos, quanto às faixas de especificação dos parâmetros α e μ , também devem ser efetuados para esta estrutura.

Tal qual o esperado, devido à operação no modo de condução descontínuo, as correntes nos indutores de filtragem possuem uma envoltória senoidal. No entanto, como as tensões possuem amplitudes distintas com $\widehat{v_{C1}}(t) < \widehat{v_{C2}}(t)$ para $D > 0,5$, os intervalos $\Delta t_1(t)$ e

$\Delta t_2(t)$ evoluem de forma distinta durante o período da fonte de alimentação, causando a distorção nos valores de pico de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$, como pode ser observado na Figura 5.21. Observa-se, como consequência de operar com $D > 0.5$, que a inversão dos coeficientes causa a redução do valor máximo de $\widehat{v_{C1}(t)}$. Em função disto é a corrente $i_{L1}(t)$ que apresenta a envoltória com maior distorção. No entanto, tem-se a corrente $i_{L2}(t)$ com maior amplitude.

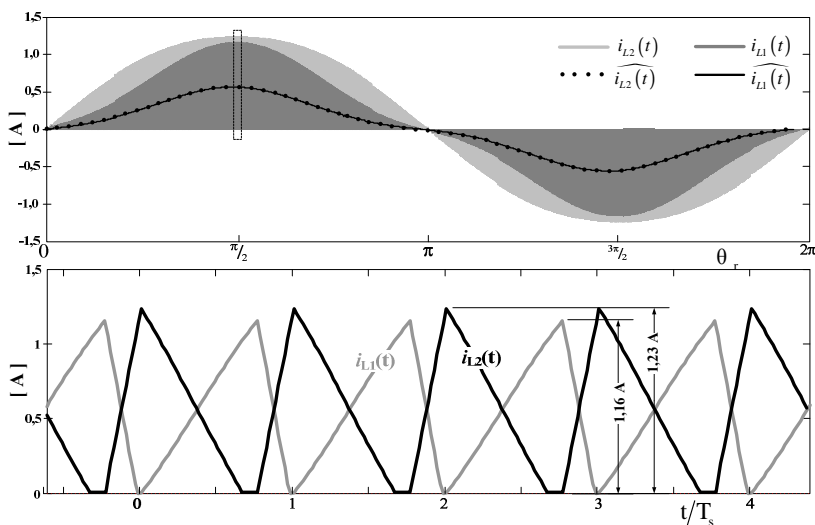


Figura 5.21 – Correntes nos indutores de entrada.

Observa-se também, na Figura 5.22, que devido à especificação de um α elevado, as etapas de operação II e VI tem seus intervalos reduzidos no instante de pico. Tal comportamento é essencial, pois é uma das condições utilizadas durante o equacionamento para a determinação do valor de $\Delta I_{L2\max}$.

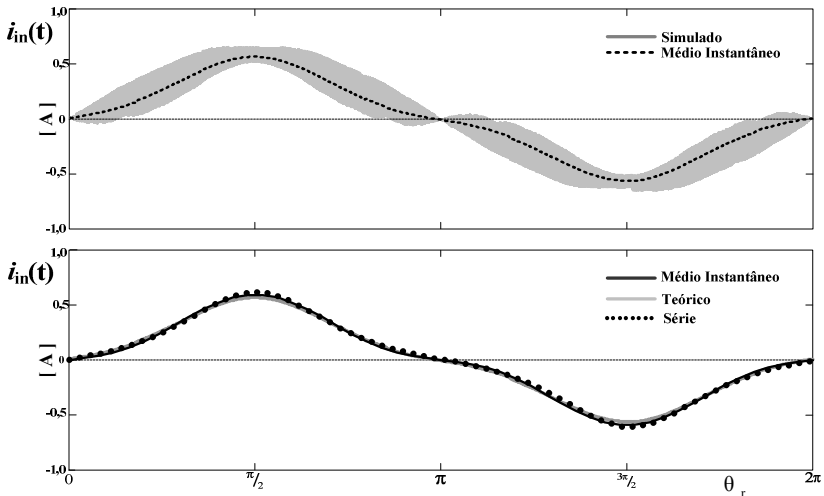


Figura 5.22 – Análise da simplificação para a obtenção de $i_{in}(t)$ teórica.

Através da Figura 5.23, verificam-se os reduzidos conteúdo harmônico tanto em baixa como em alta frequência, contidos na corrente $i_{in}(t)$. Observam-se também nos instantes de pico, onde etapas de operação II e VI são desprezíveis, ocorrem os intervalos onde há a melhor composição das correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$, logo, os menores valores de ondulação.

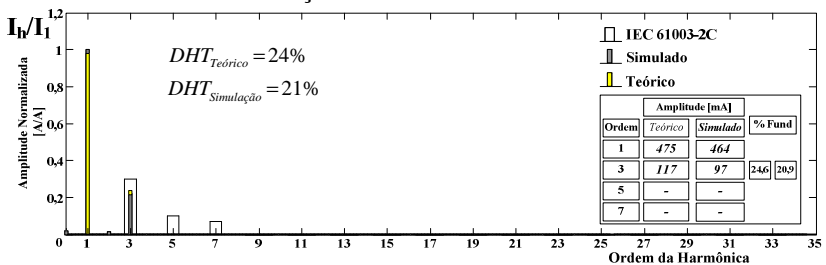


Figura 5.23 – Conteúdo harmônico de $i_{in}(t)$ – Baixa frequência.

Como se sabe através da análise efetuada para o conversor de dois estágios, as aproximações efetuadas para a obtenção das equações do Modo Linear não são capazes de representar com precisão o comportamento do conteúdo harmônico de $i_{in}(t)$ para frequências acima de $3F_R$. No entanto, ao observar os resultados de DHT obtidos para esta estrutura (Figura 5.23) verifica-se que a aproximação da série

de Fourier de $i_{in}(t)$ com apenas os termos de primeira e terceira ordem foi capaz de produzir resultados satisfatórios.

Para demonstrar que a abordagem de sincronismo é a mesma utilizada na estrutura anterior, estão apresentadas nas Figura 5.24 as correntes de entrada e de saída do conversor. Fica evidente que toda a análise efetuada é válida para a inversão de $I_{La}(t)$ na passagem por zero da fonte de alimentação.

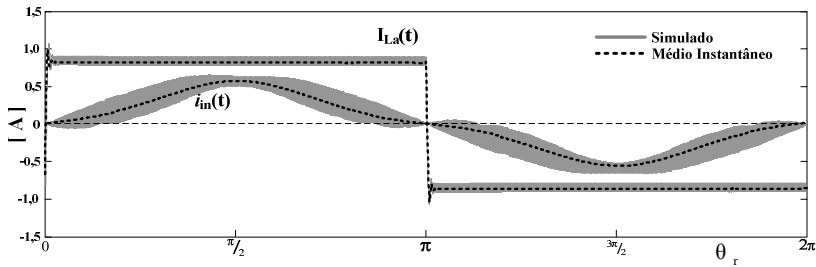


Figura 5.24 – Sincronismo entre as correntes de entrada e saída.

5.5.4 Resultados Experimentais

Visando validar os resultados teóricos e numéricos, apresentados nas seções anteriores, construiu-se um protótipo do reator DDCM–HB para o levantamento de resultados experimentais.

Têm-se apresentados no Quadro 5.7 os elementos de potência utilizados na sua construção. Vale observar que devido as esforços de corrente e tensão muito similares a estrutura anterior, apenas os elementos do filtro de entrada e o capacitor de barramento tiveram que passar por reprojeção.

Quadro 5.7 – Componentes para experimentação – DDCM-HB.

(a) Elementos magnéticos;

Elemento	Valor		Núcleo	Espiras
	Teórico	Medido		
LF1	391 μ H	383 μ H	NEE 25/10/6 IP12R	72 (3x29AWG)
LF2		390 μ H	(gap 0,94 mm)	
LBal	3,4 mH	3,2 mH	NEE 30/15/14 IP12R (gap 3,4 mm)	209 (1x23AWG)

(b) Capacitores;

Elemento	Valor		Tensão [Vdc]	Tipo	Modelo
	Teórico	Comercial			
CF1	87 nF	22 nF	630	Filme	B32692A6223J
CF2		68 nF		Metálico	B32692A6683J
CBal	12 nF	10 nF	1,6 k	Filme Metálico	B32692A1103K
CB1	218 μ F	220 μ F	250	Eletrolítico	B43304E2227M
CB2					

(c) Diodos;

Elemento	Tipo	Tensão Reversa	I _F	V _F	Modelo
DB1	Retificador Ultra Rápido	600V	1 A	1,25 V	MURS 160
DB2					
DB3					
DB4					

(d) Interruptores controlados;

Elemento	Tipo	V _{DS}	I _D	R _{DSon}	Modelo
S1	MOSFET	500 V	11,5 A	0,54 Ω	FDPF12N50FT
S2					
S3					
S4					

O diagrama apresentado no Figura 5.25 descreve, de forma simplificada, os blocos básicos utilizados para a construção do protótipo. Além dos elementos descritos no Quadro 5.7, identificados no diagrama simplificado, existem ainda: o driver de alta frequência, implementado com o IRS2104™; e o microcontrolador Microchip® PIC18F1330 I/SP.

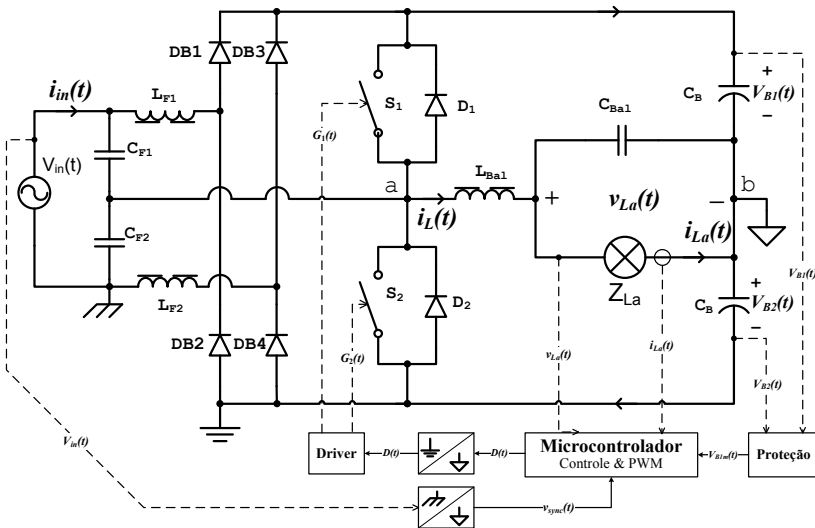


Figura 5.25 – Diagrama simplificado do reator DDCM-HB.

Assim como na estrutura anterior optou-se pela inversão de $i_{La}(t)$ sincronizada com $i_{in}(t)$ para reduzir as distorções (Figura 5.26).

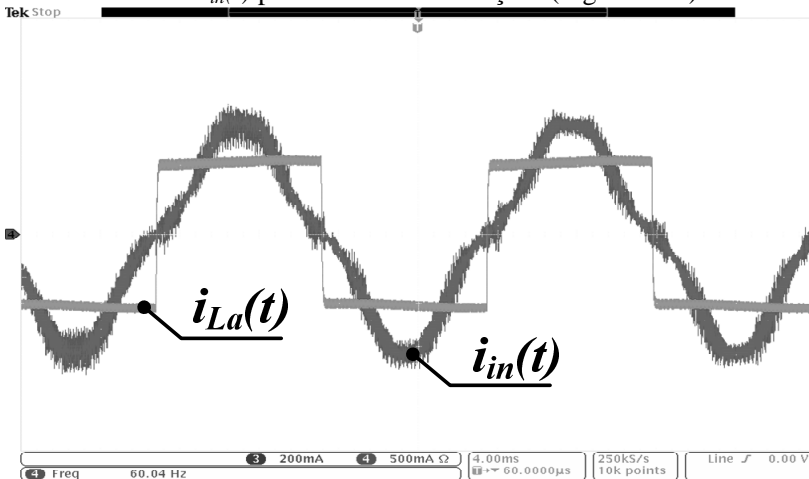


Figura 5.26 – Sincronismo entre $i_{in}(t)$ e $i_{La}(t)$.

Utilizando uma fonte de alimentação ($V_{in}(t)$), com baixa distorção harmônica, alimentou-se a lâmpada até a sua potência nominal de operação. Neste ponto obtiveram-se as tensões e correntes apresentadas

na Figura 5.27. Observam-se o reduzido conteúdo espectral de $i_{in}(t)$ e a reduzida ondulação de baixa frequência em $V_B(t)$.

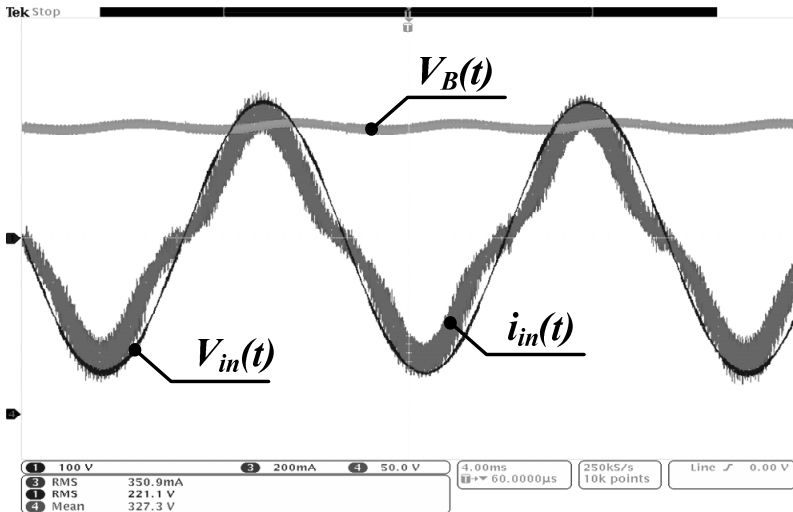


Figura 5.27 – Operação com potência nominal.

A Figura 5.28 apresenta as amplitudes relativas das harmônicas individuais da corrente de entrada. Analisando o conteúdo espectral de $i_{in}(t)$ observa-se que a estrutura opera com um FP $\approx 0,985$ e com uma DHT $\approx 18\%$. Além disto, observa-se que a componente de 3ª harmônica é a mais expressiva, assim como previsto na análise teórica.

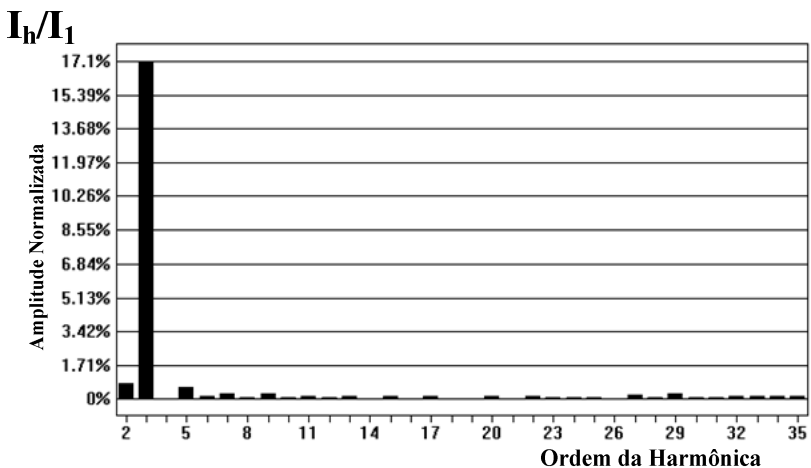


Figura 5.28 – Análise espectral da corrente de entrada.

5.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados referentes aos estudos de uma nova topologia de alimentação de lâmpadas AID-VM através de correntes quadradas. O estágio de CFP único baseado na estrutura *charge-pump* que, operando no Modo I assemelha-se a estratégias utilizadas nos conversores *interleaved*, permite explorar o somatório (linear neste caso) das correntes nos indutores de entrada para reduzir o conteúdo espectral da corrente $i_{in}(t)$.

Observou-se que, mesmo com a integração da estrutura do inversor de baixa frequência, foi possível utilizar o equacionamento desenvolvido para a estrutura de dois estágios. Assim, todas as conclusões obtidas através da simplificação das equações do circuito anterior e, que foram aperfeiçoadas através de simulações, podem ser estendidas para a simplificação e análise da segunda topologia.

Apesar do estudo que descreve o comportamento do conversor dentro do período de comutação ter-se mostrado adequado e comprovado, tem-se ainda que desenvolver o equacionamento que descreva o comportamento em uma faixa mais ampla de variação dos parâmetros μ e α . Isto deve ser efetuado tanto para definir as restrições corretas da metodologia simplificada obtida até aqui, quanto para explorar outros modos de operação da estrutura ou mesmo para otimizar os elementos passivos.

Considera-se a remoção dos interruptores de baixa frequência um aspecto importante na concepção desta estrutura, não só por questões relacionadas a seu custo, dado que também se eliminam os *drivers* destes interruptores, mas, principalmente pela criação do ponto médio nos capacitores de barramento que, de forma simples, pode ser utilizado como ponto de referência para os circuitos de medição. Eliminam-se assim circuitos auxiliares complexos, necessários na estrutura anterior.

Apesar da necessidade de empregarem-se capacitores que podem chegar ao dobro da capacitância da do conversor de dois estágios, há a redução à metade da tensão total de barramento sobre cada um destes elementos. Espera-se com isto que, frente às variações tecnológicas oferecidas pelos fabricantes disponíveis, o volume total da estrutura permaneça inalterado.

6 MODELAGEM E CONTROLE

6.1 INTRODUÇÃO

A análise das etapas de operação dos conversores permitiu que se levantassem suas características estáticas, bem como a compreensão dos fenômenos durante as comutações dos interruptores. Além disto, possibilitou a elaboração de equações para o projeto de alguns de seus elementos físicos. Considerando-se a operação em regime permanente.

Apesar de também comporem as estruturas de potência dos reatores, os elementos do filtro de saída L_{Bal} e C_{Bal} só são definidos nesta seção, por afetarem o comportamento dinâmico da corrente $i_{La}(t)$. Isto porque sobre sinais e oscilações na resposta transitória, durante as inversões de polaridade, alteram também o conteúdo espectral da potência dissipada no arco o que pode levar a excitação da RA.

Estas perturbações devem ser eliminadas e/ou atenuadas quer seja ativamente, através da técnica de controle escolhida, quer seja passivamente ao se projetar adequadamente os elementos do filtro de saída.

Neste capítulo tratar-se-á sobre o comportamento dinâmico das estruturas abordadas nos dois capítulos anteriores, ou seja, a modelagem individual de seus blocos de inversão e correção do fator de potência que, como foi demonstrado, são estruturas interconectadas, mas desacopladas devido às restrições impostas para o projeto do capacitor de barramento.

O objetivo principal do levantamento dos modelos dinâmicos do conversor, apresentado neste capítulo, consiste na obtenção de uma estratégia de controle simples, porém robusta, que mantenha a estabilidade da corrente na lâmpada, desde o instante de sua partida até a operação em regime permanente.

Tem-se, também, a necessidade de obter um modelo aproximado que relacione o comportamento da corrente de entrada durante as inversões de razão cíclica, para o caso que se deseja empregar frequências de inversão diferentes da fonte de alimentação.

6.2 MODELAGEM DO REATOR HB-DBDCM

Através da análise das etapas de operação no Modo I, efetuada nos capítulos anteriores, têm-se claro o desacoplamento existente entre as correntes $i_L(t)$, $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$. Isto permite que se desmembre a estrutura em dois *pseudo-estágios*, o que pode ser traduzido pela Figura 6.1(a) e pela Figura 6.1(b).

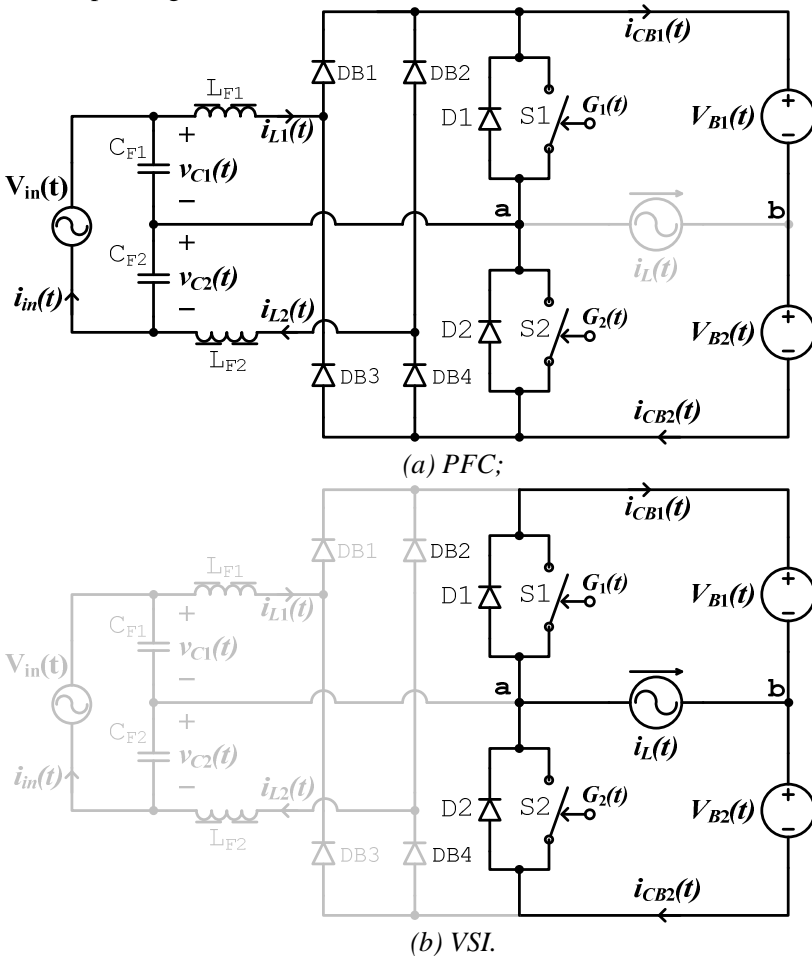


Figura 6.1 – Reator HB-DBDCM Pseudo-Estágios.

No entanto, as duas pseudo-estruturas apresentadas na Figura 6.1 ainda compartilham alguns interruptores como, por exemplo, os

interruptores S1, S2 e seus respectivos diodos D1 e D2. Adiante será mostrada uma técnica para a modelagem do conversor, que prescinde também do desacoplamento das correntes $i_L(t)$, $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ nestes interruptores. Além do que, a representação apresentada na Figura 6.1(a) carece de um elemento que represente a potência drenada pela carga.

Uma forma simples encontrada para solucionar estas questões foi: primeiro acoplar as duas pseudo-estruturas através dos capacitores de barramento, representados na Figura 6.1 por duas fontes de tensão ideais; substituem-se em seguida os interruptores S1 e S2 e seus respectivos diodos D1 e D2 por seus equivalentes para as pseudo-estruturas CFP e VSI (Figura 6.2). Tal que,

$$i(t) = i_{\text{pfc}}(t) + i_{\text{vsi}}(t) \quad (6.1)$$

seja válida para qualquer um dos interruptores equivalentes.

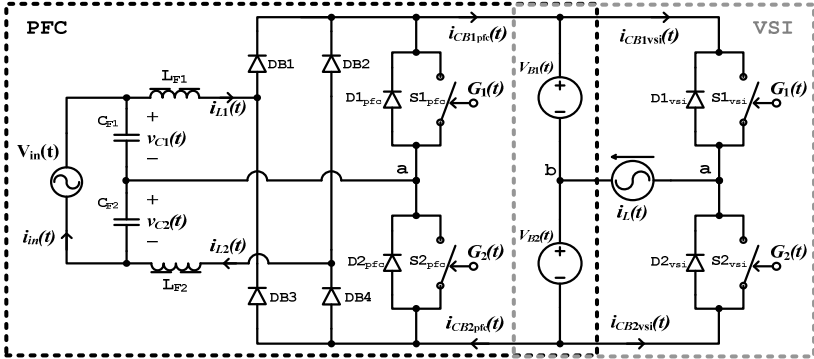


Figura 6.2 – Acoplamento entre os pseudo-estágios.

6.2.1 Modelo do Estágio VSI

Operando-se com a estrutura desacoplada, na forma apresentada na Figura 6.2, pode-se mais facilmente determinar o modelo para o interruptor PWM [86]. Isto, devido à operação no MCC do estágio VSI, o que fica evidente ao observar as correntes nos interruptores “vsi” (Figura 6.3).

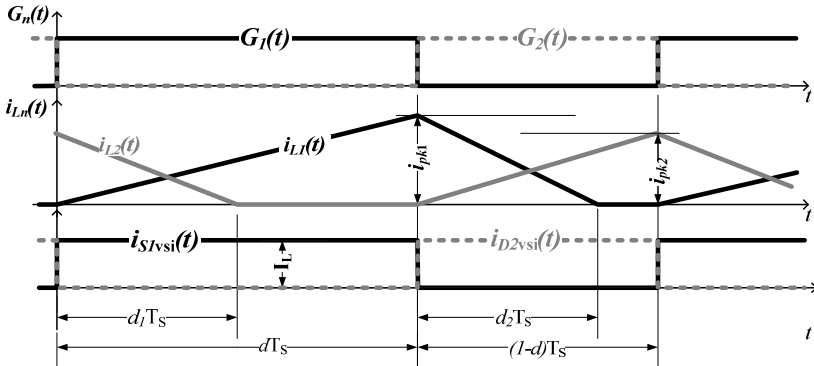


Figura 6.3 – Correntes nos interruptores do estágio VSI equivalente.

É importante salientar, para a compreensão da análise que segue, que durante o semiciclo positivo de $i_L(t)$ as correntes $i_{S1vsi}(t)$ e $i_{D2vsi}(t)$ confundem-se com as correntes dos capacitores de barramento $i_{CB1vsi}(t)$ e $i_{CB2vsi}(t)$.

6.2.1.1 Característica Estática

Na Figura 6.4 têm-se a célula de comutação e o modelo de interruptor PWM proposto por [86] para o caso MCC, onde r_e é a resistência equivalente do circuito vista entre os terminais ‘a’ e ‘p’ em alta frequência.

Ao tentar substituir ponto a ponto a célula de comutação da Figura 6.4(a), por seu modelo PWM equivalente (Figura 6.4(b)), fica evidente que não é possível estabelecer uma relação simples entre grandezas como $d(t)$ e $i_L(t)$ no circuito equivalente, sem antes manipulá-lo.

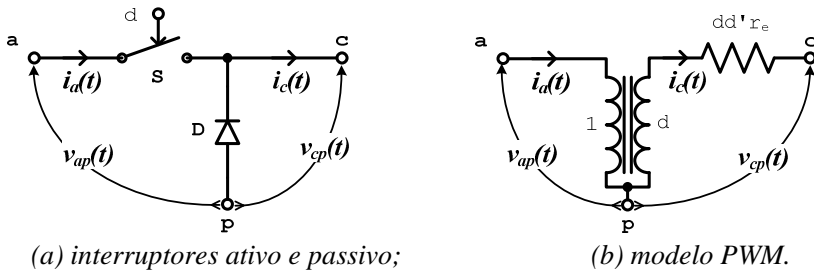


Figura 6.4 – Interruptor PWM [86].

Para facilitar a análise do conversor altera-se os pontos de conexão do modelo equivalente do interruptor PWM, tal qual o ilustrado pela Figura 6.5.

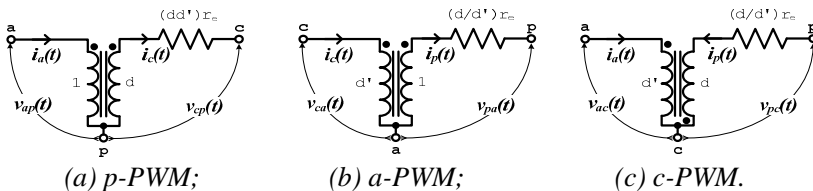
(a) *p*-PWM;(b) *a*-PWM;(c) *c*-PWM.

Figura 6.5 – Formas alternativas do interruptor PWM [87].

Na construção de modelos alternativos para os interruptores PWM, ilustrados na Figura 6.5, emprega-se a mesma abordagem de [87-88]. Por exemplo, para o modelo *c*-PWM, que possui as correntes instantâneas $i_a(t) = i_{S1\text{vsi}}(t)$ e $i_p(t) = i_{D2\text{vsi}}(t)$, pode-se expressar as suas tensões e correntes médias instantâneas tal que:

$$\widehat{i_a(t)} = \widehat{d(t)} \cdot I_L \quad (6.2)$$

e

$$\widehat{i_p(t)} = (1 - \widehat{d(t)}) \cdot I_L \quad (6.3)$$

que combinadas resultam no ganho de conversão do interruptor *c*-PWM,

$$n = \frac{\widehat{i_a(t)}}{\widehat{i_p(t)}} = \frac{\widehat{d(t)}}{\widehat{d'(t)}}. \quad (6.4)$$

De forma análoga, porém desconsiderando-se as não idealidades ($r_e = 0$), tem-se que a relação entre as tensões nas portas de entrada e de saída também pode ser descrita pelo ganho:

$$n = \frac{\widehat{-v_{pc}(t)}}{\widehat{v_{ac}(t)}} = \frac{\widehat{d(t)}}{\widehat{d'(t)}}. \quad (6.5)$$

Substituindo o interruptor *c*-PWM no circuito do conversor VSI da Figura 6.2 e introduzindo-se entre os pontos ‘**a**’ e ‘**b**’ a impedância equivalente da carga em CC (Z_L), chega-se ao circuito equivalente mostrado na Figura 6.6(a). Uma vez que aqui se deseja apenas a característica estática assume-se que a estrutura opera em um ponto fixo onde $\widehat{d(t)} = D$. Aplicando-se a superposição, ao circuito da Figura 6.6(a) e após algumas manipulações matemáticas dos circuitos na Figura 6.6(b) e Figura 6.6(c), obtém-se que:

$$V_{o1} = \frac{V_B}{2} D \quad (6.6)$$

$$V_{o2} = -\frac{V_B}{2} D'. \quad (6.7)$$

Logo, a tensão de saída é dada por:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = \frac{V_B}{2} (2D - 1). \quad (6.8)$$

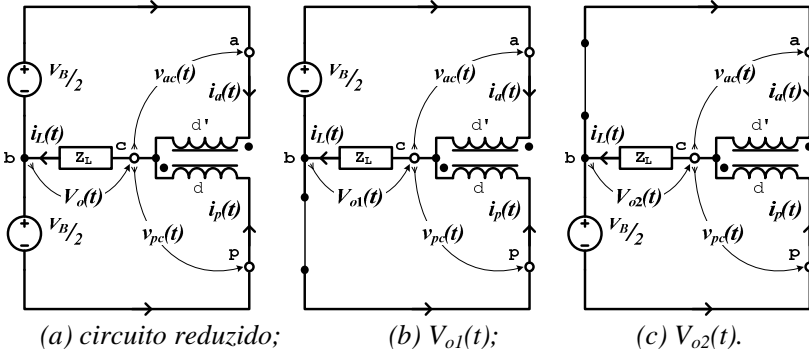


Figura 6.6 – Determinação do ganho estático.

Observa-se que (6.8) possui a mesma expressão obtida ao empregar diretamente a modelagem apresentada em [22].

6.2.1.2 Característica Dinâmica

Para a obtenção do modelo dinâmico do conversor foram linearizadas as relações ideais do interruptor *c*-PWM, equações (6.4) e (6.5), no entorno do ponto de operação desejado. Assim, supondo-se que os valores médios instantâneos das variáveis do conversor são ‘perturbados’ e assumem comportamentos do tipo

$$\widehat{f(t)} = \underbrace{\widehat{f(t)}}_{CA} + \underbrace{F}_{CC} \approx F. \quad (6.9)$$

Obtêm-se as relações:

$$\left(\widehat{i_a(t)} + I_a \right) \left(\widehat{d'(t)} + D' \right) = \left(\widehat{i_p(t)} + I_p \right) \left(\widehat{d(t)} + D \right) \quad (6.10)$$

e

$$\left(\widehat{d(t)} + D \right) \left(\widehat{v_{ac}(t)} + V_{ac} \right) = - \left(\widehat{v_{pc}(t)} + V_{pc} \right) \left(\widehat{d'(t)} + D' \right). \quad (6.11)$$

Expandindo as equações (6.10) e (6.11), agrupando os termos de mesma ordem e após algumas manipulações algébricas chega-se aos termos CA, CC e de 2ª ordem apresentados nas equações (6.12) e (6.13).

$$\underbrace{\widetilde{i_a(t)}\widetilde{d'(t)}}_{2^a \text{ Ordem}} + \underbrace{D'\widetilde{i_a(t)} + I_a\widetilde{d'(t)}}_{CA} = \underbrace{\widetilde{i_p(t)}\widetilde{d(t)}}_{2^a \text{ Ordem}} + \underbrace{D\widetilde{i_p(t)} + I_p\widetilde{d(t)}}_{CA} \quad (6.12)$$

$$\underbrace{I_a}_{CC} \underbrace{D'}_{CC} = \underbrace{I_p}_{CC} \underbrace{D}_{CC}$$

$$\underbrace{\widetilde{d(t)}\widetilde{v_{ac}(t)}}_{2^a \text{ Ordem}} = \underbrace{-\widetilde{v_{pc}(t)}\widetilde{d'(t)}}_{2^a \text{ Ordem}}$$

$$\underbrace{D\widetilde{v_{ac}(t)} + V_{ac}\widetilde{d(t)}}_{CA} = \underbrace{-D'\widetilde{v_{pc}(t)} - V_{pc}\widetilde{d'(t)}}_{CA} \quad (6.13)$$

$$\underbrace{DV_{ac}}_{CC} = \underbrace{-D'V_{pc}}_{CC}$$

Desprezando os termos de 2ª ordem, devido à pequena influência no sinal perturbado, obtêm-se as equações de análise para pequenos sinais do interruptor *c*-PWM.

$$D'\widetilde{i_a(t)} + I_a\widetilde{d'(t)} = D\widetilde{i_p(t)} + I_p\widetilde{d(t)} \quad (6.14)$$

$$D\widetilde{v_{ac}(t)} + V_{ac}\widetilde{d(t)} = -D'\widetilde{v_{pc}(t)} - V_{pc}\widetilde{d'(t)} \quad (6.15)$$

Pode-se ainda construir o circuito equivalente do interruptor (Figura 6.7), baseado nas equações (6.14) e (6.15).

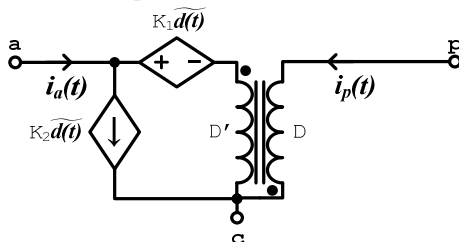


Figura 6.7 – Circuito equivalente ideal do interruptor c-PWM para pequenas perturbações.

Os coeficientes K_1 e K_2 , nas fontes controladas, são obtidos através das equações estáticas do circuito e com o auxílio das formas de onda idealizadas de corrente e de tensão nos terminais do interruptor, dados respectivamente por:

$$K_1 = -V_B (1/D) \quad \because \quad V_{pc} = -V_B D \quad (6.16)$$

$$K_2 = I_L (1/D') \quad \because \quad I_p = I_L D' \quad (6.17)$$

Para determinar as funções desejadas, basta introduzir o modelo do interruptor (Figura 6.7) no circuito equivalente do conversor (Figura 6.2), tal qual na análise CC, tendo apenas o cuidado de representar

apenas as porções perturbadas das fontes existentes, assim como o apresentado na Figura 6.8(a).

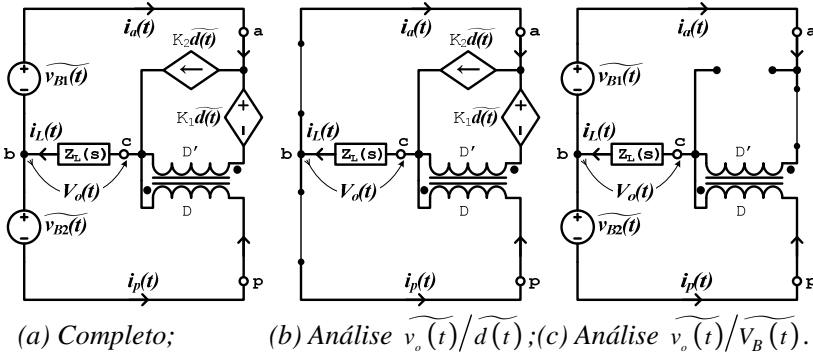


Figura 6.8 – Circuito equivalente.

Para a determinação da função de transferência $\widetilde{v_o(t)}/\widetilde{d(t)}$, primeiro são eliminadas as fontes de tensão independentes de $\widetilde{d(t)}$ do circuito, como o ilustrado na Figura 6.8(b). Através da análise das tensões e correntes do circuito, chega-se então na (6.18).

$$\widetilde{v_o(t)} = V_B \widetilde{d(t)} \quad (6.18)$$

Aplicando a transformada de Laplace na $\widetilde{v_o(t)}$ chega-se a:

$$V_o(s) = V_B D(s) \quad (6.19)$$

Ao se eliminar as fontes dependentes de $\widetilde{d(t)}$, obtém-se o circuito equivalente apresentado na Figura 6.8(c). Esta configuração permite que seja determinada a função de transferência:

$$V_o(s) = \frac{(1-2D)}{2} V_B(s). \quad (6.20)$$

Introduzindo na análise do circuito equivalente da Figura 6.8(b) a impedância de saída $Z_{La}(s)$, pode-se descrever o circuito de $Z_L(s)$ com a configuração apresentada na Figura 6.9.

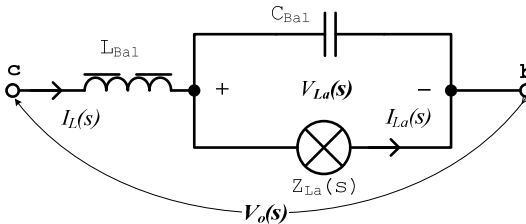


Figura 6.9 – Circuito equivalente da impedância de carga.

Como se deseja controlar a corrente injetada na lâmpada ($Z_{La}(s)$), obteve-se após algumas manipulações matemáticas as relações:

$$\frac{I_{La}}{D}(s) = V_B \left[\frac{1}{Z_{La}(s)} \left(\frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2} \right) \right] \because I_{La}(s) = \frac{V_{La}}{Z_{La}}(s) \quad (6.21)$$

$$\frac{I_{La}}{V_B}(s) = \frac{(1-2D)}{2} \left[\frac{1}{Z_{La}(s)} \left(\frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2} \right) \right]. \quad (6.22)$$

Vale a pena relembrar que os coeficientes de ξ e ω_o , descritos no capítulo 2, são dados respectivamente por

$$\xi = Z_n / 2Z_{La}(\infty) \quad \because \quad Z_n = \sqrt{L_{Bal} / C_{Bal}} \quad (6.23)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{Bal} C_{Bal}}}. \quad (6.24)$$

Sabe-se que os pseudo-estágios, VSI e PFC na estrutura real, são intimamente dependentes essencialmente porque a tensão de barramento $V_B(t)$ pode ser influenciada pelo funcionamento de ambos, sejam por variações em $d(t)$, oscilações em $V_{in}(t)$, etc. Utilizando-se as equações (6.21) e (6.22) é possível perceber uma dessas interdependências da estrutura real, como pode ser observado em (6.25).

$$D(s) = \left[(1-2D) / 2V_B \right] V_B(s) \quad (6.25)$$

6.2.1.3 Projeto do Filtro de Saída

De posse de (6.21) pode-se agora introduzir uma metodologia para o cálculo de L_{Bal} e C_{Bal} que leve também em consideração a influência destes elementos no comportamento dinâmico de $i_{La}(t)$ e não apenas as suas respectivas ondulações de tensão ΔV_{CBal} e de corrente ΔI_{LBal} .

Analisando o circuito equivalente, visto pelos terminais de saída do pseudo-estágio VSI (Figura 6.9), é simples obter que a impedância equivalente de saída (6.26) é influenciada pelos parâmetros ξ e ω_o , que por sua vez, dependem diretamente do comportamento de $Z_{La}(s)$

$$\frac{1}{Z_o}(s) = \frac{V_o}{I_{La}}(s) = \frac{1}{Z_{La}(s)} \underbrace{\left(\frac{1}{\frac{sL_{Bal}}{Z_{La}(s)} + \frac{sL_{Bal}}{1/sC_{Bal}} + 1} \right)}_{Y_{oi}(s)} \quad (6.26)$$

$$\frac{1}{Z_o}(s) \approx \frac{1}{Z_{La}(s)} \underbrace{\left(\frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2} \right)}_{Y_{oa}(s)}$$

Além disto, sabe-se que a ondulação de corrente $\Delta I_{L_{Bal}}$ pode ser descrita por (6.27). Assim, o cálculo de L_{Bal} através de $\Delta I_{L_{Bal}}$ primando apenas pela redução de δ ou do conteúdo espectral de $P_{La}(t)$, sem que se leve em consideração critérios de estabilidade não é recomendável, dada a relação direta entre o amortecimento ξ e o valor de L_{Bal} .

$$\Delta I_{L_{Bal}} = \frac{V_B}{L_{Bal} F_S} D(1-D) \quad [A] \quad (6.27)$$

Em contrapartida, variando-se arbitrariamente os parâmetros L_{Bal} e C_{Bal} , ou seja, os termos Z_n , ξ e ω_o (Figura 6.10) evidencia-se que a elevação do valor de L_{Bal} além de permitir a redução no valor de capacitores de filtragem causa a elevação natural do amortecimento na resposta transitória de $i_{La}(t)$.

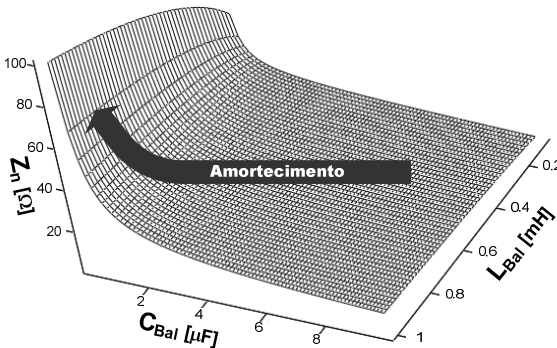


Figura 6.10 – Influência dos parâmetros do filtro de saída no amortecimento de $i_{La}(t)$.

Em função desta característica e da constante de tempo da resposta transitória da lâmpada $\tau^{(xxiii)}$, desenvolveu-se uma estratégia de projeto dos elementos de saída da seguinte forma:

1. Calcula-se L_{Bal} para a ondulação desejada utilizando (6.28);

$$L_{Bal} = \frac{V_B}{\Delta I_{LBal} F_S} D(1-D) \quad [H] \quad (6.28)$$

2. Em seguida, arbitrando-se a ondulação ΔV_{CBal} na frequência de comutação F_S aproxima-se o valor de C_{Bal} utilizando (6.29);

$$C_{Bal} = \frac{\sqrt{Z_{La}(\infty)^2 - 4(\Delta V_{CBal}/\Delta I_{LBal})^2}}{4\pi F_S Z_{La}(\infty)(\Delta V_{CBal}/\Delta I_{LBal})} \quad [F] \quad (6.29)$$

3. Verifica-se daí se a condição (6.30) é atendida.

$$2.2/\left(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}\right)\omega_o + 2.2/\left(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}\right)\omega_o \leq \tau \quad (6.30)$$

Assim, garante-se uma resposta superamortecida [77] de $i_{La}(t)$ a degraus na razão cíclica.

6.2.2 Modelo do Estágio de CFP

Seguindo a análise dos pseudo-estágios do conversor, tem-se agora que obter as equações que descrevem o comportamento estático e dinâmico (para pequenos sinais) do estágio de CFP. Aplicando a metodologia utilizada na seção anterior [88-89] para a obtenção dos interruptores PWM, primeiro se introduz o modelo equivalente do estágio VSI no circuito equivalente do estágio de CFP (Figura 6.11).

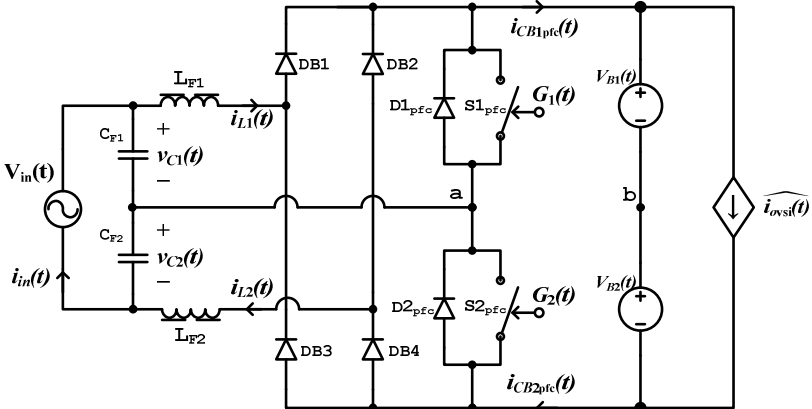


Figura 6.11 – Estágio PFC simplificado: introdução estágio VSI.

xxiii Lembrando apenas que $\tau < 100 \mu s$, devido às distorções em $P_{La}(t)$.

Percebe-se que, enquanto as demais variáveis do circuito na Figura 6.11 são descritas por seus valores instantâneos, a corrente de saída $i_{ovsi}(t)$ é representada por seu equivalente médio instantâneo. Essa simplificação é feita, pois se supõe que toda a componente alternada da corrente $i_{CBpfc}(t)$ circula pelos capacitores de barramento. Ainda assim, apenas os valores médios das potências drenadas e fornecidas pelos pseudo-estágios podem ser considerados constantes.

$$\widehat{P_{vsi}}(t) \Big|_{T_R} = \widehat{P_{pfc}}(t) \Big|_{T_R} \quad (6.31)$$

Assim, a corrente média drenada pelo pseudo-estágio VSI pode ser obtida através do balanço de potências, tal que:

$$I_o = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} \widehat{i_{ovsi}}(t) dt = \left[(2D-1)/2 \right]^2 \frac{V_B}{Z_{La}(0Hz)}. \quad (6.32)$$

Dado que, no entorno de um ponto de operação, deseja-se que $\widehat{P_{vsi}}(t)$ permaneça inalterada e que as tensões $v_{B1}(t)$ e $v_{B2}(t)$ possuam uma ondulação desprezível em alta frequência, aproxima-se a corrente média de saída por seu valor médio instantâneo (6.33).

$$I_o = \widehat{i_{ovsi}}(t) = \left[\left(\widehat{2d(t)} - 1 \right) / 2 \right]^2 \frac{\widehat{V_B}(t)}{Z_{La}(0Hz)} \quad (6.33)$$

Perturbando (6.33) chega-se ao comportamento aproximado para a corrente equivalente de saída descrito em (6.34).

$$\underbrace{\widehat{i_{ovsi}}(t)}_{CA} = \underbrace{\frac{V_B}{Z_{La}(0Hz)} (2D-1) \widehat{d(t)} + \frac{1}{Z_{La}(0Hz)} \left[\frac{(2D-1)}{2} \right]^2 \widehat{v_B}(t)}_{CA} \quad (6.34)$$

$$\underbrace{I_{ovsi}}_{CC} = \underbrace{\frac{V_B}{Z_{La}(0Hz)} \left[\frac{(2D-1)}{2} \right]^2}_{CC}$$

Observando a equação (6.34) fica evidente que, na ausência de perturbações, $I_{ovsi} = I_o$ conforme a suposição inicial. De posse da representação equivalente para o conversor VSI, pode-se então construir o circuito ilustrado na Figura 6.12.

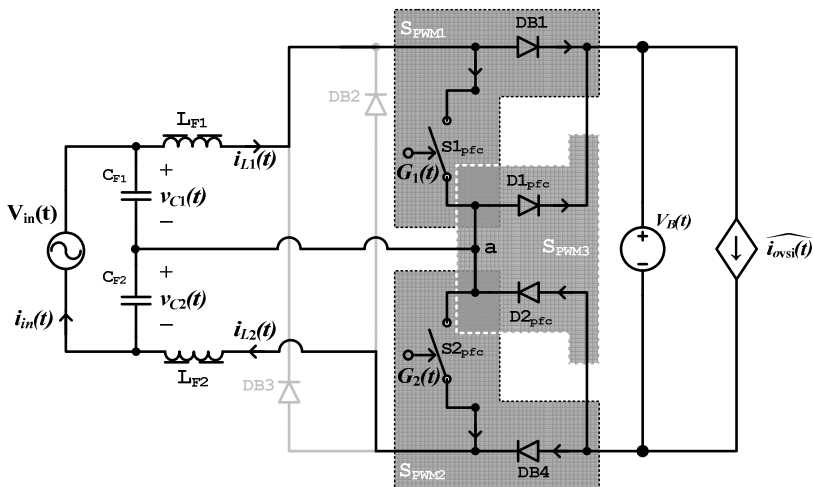
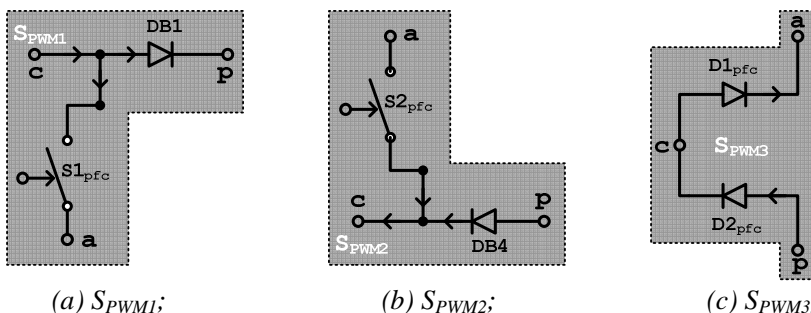


Figura 6.12 – Estágio PFC simplificado: determinação das portas dos interruptores PWM.

Basicamente, explora-se a unidirecionalidade das correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ durante cada semiciclo de $V_{in}(t)$, para se deslocarem os diodos DB1 e DB4, de forma que as correntes que circulam durante o semiciclo positivo pelos interruptores ativos S_{1pfc} e S_{2pfc} , por exemplo, sejam apenas as parcelas das correntes nos indutores L_{F1} e L_{F2} . Através desta manipulação do circuito elétrico do pseudo-estágio PFC (Figura 6.12), pôde-se então isolar as células individuais de comutação do circuito equivalente, ilustradas na Figura 6.13.



(a) S_{PWM1} ;

(b) S_{PWM2} ;

(c) S_{PWM3} .

Figura 6.13 – Células de comutação dos interruptores PWM.

6.2.2.1 Interruptor PWM – S_{PWM1}

Apesar de S_{PWM1} possuir uma célula de comutação semelhante ao caso MCC (Figura 6.4(a)), as correntes e tensões terminais diferem da situação anterior, devido a sua operação agora no MCD. Se, por

conveniência, a representação equivalente for tomada a partir do terminal ‘a’, pode-se descrever as grandezas instantâneas nos terminais de S_{PWM1} tal como o ilustrado na Figura 6.14.

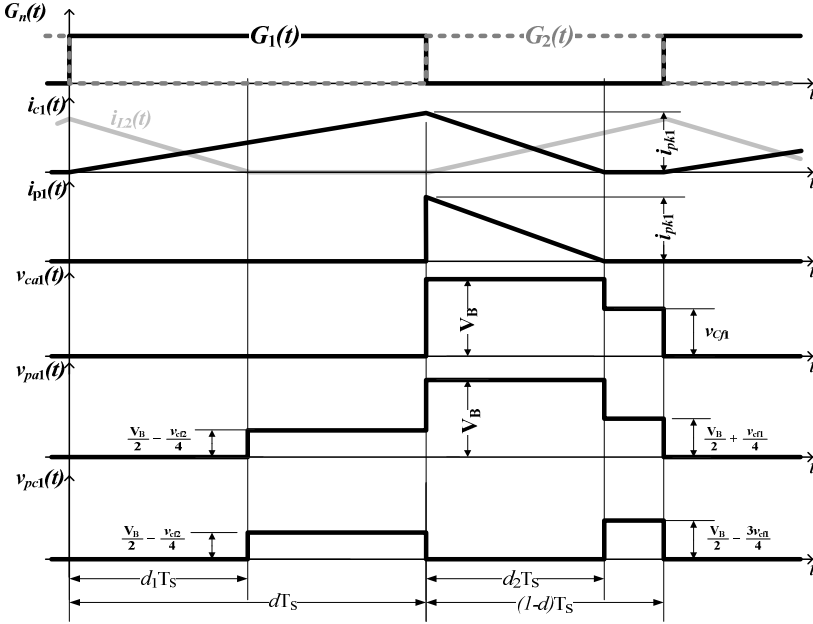


Figura 6.14 – Tensões e correntes no interruptor S_{PWM1} .

Calculando os valores médios instantâneos [22] das correntes e das tensões no interruptor S_{PWM1} , chegam-se as equações^{xxiv} (6.35) a (6.37).

$$\widehat{i}_{c1} = i_{pk1}(t) \left[\widehat{d} + \widehat{d}_2 \right] / 2 \quad (6.35)$$

$$\widehat{i}_{p1} = \widehat{d}_2 i_{pk1}(t) / 2 \quad (6.36)$$

$$\frac{\widehat{v}_{cf1}}{F_S L_F} \widehat{d} = i_{pk1}(t) = \frac{V_B - \widehat{v}_{cf1}}{F_S L_F} \widehat{d}_2 \quad (6.37)$$

Devido à operação no MCD da corrente $i_{L1}(t)$, concluí-se que a tensão média instantânea sobre L_{F1} é sempre nula, para qualquer $\theta \in [0; 2\pi]$. Daí, por simples comparação entre as tensões terminais nas portas dos interruptores PWM (Figura 6.14), obtém-se que:

^{xxiv} Por questões de simplificação de notação considera-se $\widehat{f(t)} \equiv \widehat{f}$.

$$\widehat{v_{Cf1}} = \widehat{v_{ca1}} \quad (6.38)$$

$$\widehat{v_{pa1}} - \widehat{v_{pa2}} = V_B. \quad (6.39)$$

Agrupando os termos de (6.35)–(6.37) e substituindo as variáveis do circuito por seus equivalentes (6.38) e (6.39), chegam-se as equações (6.40)–(6.42).

$$\widehat{i_{c1}} = \widehat{i_{p1}} \left[\widehat{d} + \widehat{d_2} \right] / \widehat{d_2} = \widehat{i_{p1}} + \frac{\widehat{d^2} \widehat{v_{ca1}}}{2L_F F_s} \quad (6.40)$$

$$\widehat{v_{pa1}} = \widehat{v_{ca1}} \left[\widehat{d} + \widehat{d_2} \right] / \widehat{d_2} + \widehat{v_{pa2}} = \left(\frac{\widehat{d^2} \widehat{v_{ca1}}}{2L_F F_s \widehat{i_{p1}}} + 1 \right) \widehat{v_{ca1}} + \widehat{v_{pa2}} \quad (6.41)$$

Onde,
$$\widehat{d_2} = \frac{2L_F}{T_s} \frac{\widehat{i_{p1}}}{\widehat{v_{ca1}} \widehat{d}}. \quad (6.42)$$

Através de (6.39) e (6.41), fica evidente o acoplamento entre os interruptores PWM. Como consequência, para que se possa efetuar a análise individual de cada célula é necessário primeiro encontrar as relações que descrevem essa conexão. Para tal, utilizam-se as equações de malha do pseudo-estágio de CFP (Figura 6.12), tendo em mente que:

$$\widehat{v_{Cf1}} = \widehat{v_{ca1}} \text{ e } \widehat{v_{Cf2}} = \widehat{v_{ac2}} \quad (6.43)$$

$$V_B(t) \approx \widehat{v_{pa1}} + \widehat{v_{ap2}} \quad (6.44)$$

$$V_{in}(t) \approx \widehat{v_{ca1}} + \widehat{v_{ac2}}. \quad (6.45)$$

Assim, após algumas manipulações algébricas chega-se na (6.46).

$$\frac{\widehat{v_{pc1}}}{\widehat{v_{ap2}}} = (1 - \alpha(t)) = \frac{\widehat{v_{cp2}}}{\widehat{v_{pa1}}} \because \alpha(t) = \frac{V_{in}(t)}{V_B} = \frac{V_p \text{sen}(2\pi F_R t)}{V_B(t)} \quad (6.46)$$

Vale observar que $F_s \gg F_R$ e $V_B(t) \approx V_B$, assim o parâmetro $\alpha(t)$ pode ser considerado constante dentro de um período de comutação (T_s) e redefinido por (6.47).

$$\alpha(\theta) = \frac{V_p}{V_B} \text{sen}(\theta) \quad \forall \theta \in [0; 2\pi] \quad (6.47)$$

Substituindo (6.46) em (6.41) chega-se na (6.48) e na (6.49) que, com o auxílio de (6.40), permitem representar S_{PWM1} em função de suas grandezas de entrada e de saída.

$$\widehat{v_{pa1}} = \left(\frac{\alpha(\theta) - 1}{\alpha(\theta) - 2} \right) \left(\frac{\widehat{d}^2 \widehat{v_{ca1}}}{2L_F F_s \widehat{i_{p1}}} \right) \widehat{v_{ca1}} + \widehat{v_{ca1}} \quad (6.48)$$

$$\widehat{v_{ap2}} = - \left(\frac{1}{\alpha(\theta) - 2} \right) \left(\frac{\widehat{d}^2 \widehat{v_{ca1}}}{2L_F F_s \widehat{i_{p1}}} \right) \widehat{v_{ca1}} \quad (6.49)$$

Verifica-se que, mesmo com a representação dos modelos dos interruptores S_{PWM} através de técnicas distintas (Apêndice B), a potência média absorvida pelo interruptor ativo S_{1pfc} é transferida integralmente para as portas de saída $\widehat{v_{pa1}}$ e $\widehat{v_{ap2}}$.

Com a “eliminação” do termo $\widehat{v_{ap2}}$ de (6.41) perturba-se a (6.40), (6.48) e (6.49) de onde se obtêm que:

$$\underbrace{\widetilde{i_{cl}}}_{CA} + \underbrace{\widetilde{I_{cl}}}_{CC} = \underbrace{\widetilde{i_{p1}} + \frac{D^2}{2L_F F_s} \widetilde{v_{ca1}} + \frac{DV_{ca1}}{L_F F_s} \widetilde{d}}_{CA} + \underbrace{I_{p1} \left(1 + \frac{D^2 V_{ca1}}{2L_F F_s I_{p1}} \right)}_{CC} \quad (6.50)$$

e

$$\underbrace{\widetilde{v_{pa1}}}_{CA} = \underbrace{\left(K \frac{D^2 V_{ca1}}{L_F F_s I_{p1}} + 1 \right) \widetilde{v_{ca1}} + \left(V_{ca1} - V_{pa1} \right) \frac{\widetilde{i_{p1}}}{I_{p1}} + \left(K \frac{DV_{ca1}^2}{L_F F_s I_{p1}} \right) \widetilde{d} + \left(\frac{D^2 V_{ca1}^2}{2L_F F_s I_{p1}} \right) \widetilde{\kappa}}_{CC} \quad (6.51)$$

$$\underbrace{V_{pa1}}_{CC} = \underbrace{\left(K \frac{D^2 V_{ca1}}{2L_F F_s I_{p1}} + 1 \right) V_{ca1}}_{CC}$$

Isolando os termos CC em (6.50) e (6.51), chega-se na (6.52) e (6.53).

$$I_{cl} = \left(1 + \frac{D^2 V_{ca1}}{2L_F F_s I_{p1}} \right) I_{p1} \quad (6.52)$$

$$V_{pa1} = \left(K \frac{D^2 V_{ca1}}{2L_F F_s I_{p1}} + 1 \right) V_{ca1} \quad (6.53)$$

Substituindo (6.52) e (6.53) nos termos CA de (6.50) e (6.51) e, após algumas manipulações algébricas, obtém-se:

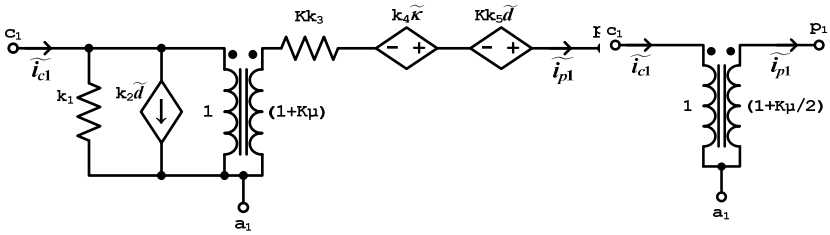
$$\widetilde{i}_{c1} = \widetilde{i}_{p1} + \frac{D^2}{2L_F F_s} \widetilde{v}_{ca1} + \frac{DV_{ca1}}{L_F F_s} \widetilde{d} \quad (6.54)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{v}_{pa1} = & \left(K \frac{D^2 V_{ca1}}{L_F F_s I_{p1}} + 1 \right) \widetilde{v}_{ca1} + \left(\frac{D^2 V_{ca1}^2}{2L_F F_s I_{p1}} \right) \widetilde{\kappa} \\ & + \left(K \frac{DV_{ca1}}{L_F F_s I_{p1}} \right) \widetilde{d} - K \left(\frac{D^2 V_{ca1}}{2L_F F_s I_{p1}^2} \right) \widetilde{i}_{p1} \end{aligned} \quad (6.55)$$

Onde,

$$K = \left(\frac{\alpha(\theta) - 1}{\alpha(\theta) - 2} \right) e \quad \widetilde{\kappa} = \left(\frac{\alpha(\theta)}{(\alpha(\theta) - 2)^2} \right) \widetilde{v}_B - \left(\frac{1}{(\alpha(\theta) - 2)^2} \right) \widetilde{v}_{in} \quad (6.56)$$

Dado que as equações (6.54) e (6.55) representam o comportamento equivalente para pequenos sinais do interruptor S_{PWM1} pode-se ainda construir um modelo elétrico equivalente para este interruptor, tal qual o apresentado na Figura 6.15.



(a) Modelo CA;

(b) Modelo CC.

Figura 6.15 – Circuito elétrico equivalente para interruptor S_{PWM1} .

Identificando os parâmetros dos circuitos da Figura 6.15 constrói-se a Quadro 6.1.

Quadro 6.1 – Parâmetros do circuito elétrico equivalente de S_{PWM1} .

Parâmetro	μ [V/V]	k_1 [Ω]	k_2 [A]	k_3 [Ω]	k_4 [V]	k_5 [V]
Valor	$\frac{D^2 V_{ca1}}{L_F F_s I_{p1}}$	$\frac{2L_F F_s}{D^2}$	$\frac{DV_{ca1}}{L_F F_s}$	$\left(k_1 \left(\frac{\mu}{2} \right)^2 \right)$	$V_{ca1} \frac{\mu}{2}$	$(k_1 k_2) \frac{\mu}{2}$

6.2.2.2 Interruptor PWM – S_{PWM2}

Identificando os terminais de conexão da célula de S_{PWM2} no pseudo-estágio PFC (Figura 6.12), consegue-se extrair as tensões e

correntes instantâneas nas suas portas de entrada e de saída, identificadas na Figura 6.16.

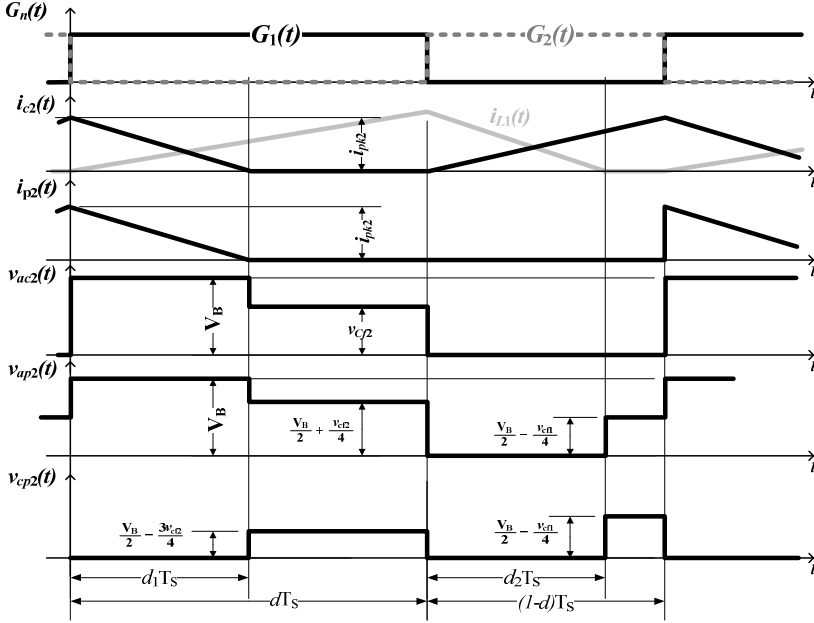


Figura 6.16 – Tensões e correntes no interruptor S_{PWM2} .

Extraíndo, com o auxílio da Figura 6.16, as relações entre os valores médios instantâneos nos terminais de S_{PWM2} , chega-se prontamente as relações elementares (6.57)–(6.59).

$$\widehat{i}_{c2} = i_{pk2}(t) \left[\widehat{d'} + \widehat{d}_1 \right] / 2 \quad (6.57)$$

$$\widehat{i}_{p1} = \widehat{d}_1 i_{pk2}(t) / 2 \quad (6.58)$$

$$\frac{\widehat{v}_{cf2}}{F_s L_F} \widehat{d'} = i_{pk2}(t) = \frac{V_B - \widehat{v}_{cf2}}{F_s L_F} \widehat{d}_1 \therefore \widehat{d'} = (1 - \widehat{d}) \quad (6.59)$$

E, com o auxílio de (6.43)–(6.46), chega-se as equações (6.60), (6.61) e (6.62) que descrevem os valores médios instantâneos das tensões e correntes nas portas de S_{PWM2} .

$$\widehat{i}_{c2} = \widehat{i}_{p2} \left(1 + \frac{\widehat{d'}^2 \widehat{v}_{ac2}}{2 L_F F_s \widehat{i}_{p2}} \right) \quad (6.60)$$

$$\widehat{v_{ap2}} = \left(\frac{\alpha(\theta) - 1}{\alpha(\theta) - 2} \right) \left(\frac{\widehat{d'}^2 \widehat{v_{ac2}}}{2L_F F_s \widehat{i_{p2}}} \right) \widehat{v_{ac2}} + \widehat{v_{ac2}} \quad (6.61)$$

$$\widehat{v_{pa1}} = - \left(\frac{1}{\alpha(\theta) - 2} \right) \left(\frac{\widehat{d'}^2 \widehat{v_{ac2}}}{2L_F F_s \widehat{i_{p2}}} \right) \widehat{v_{ac2}} \quad (6.62)$$

Para a obtenção das equações do modelo perturbam-se a (6.60) e a (6.61), daí:

$$\underbrace{\widetilde{i_{c2}}}_{CA} + \underbrace{\widetilde{I_{c2}}}_{CC} = \underbrace{\widetilde{i_{p2}} + \frac{D'^2}{2L_F F_s} \widetilde{v_{ac2}} - \frac{D'V_{ac2}}{L_F F_s} \widetilde{d}}_{CA} + \underbrace{I_{p2} \left(1 + \frac{D'^2 V_{ac2}}{2L_F F_s I_{p2}} \right)}_{CC} \quad (6.63)$$

$$\underbrace{\widetilde{v_{ap2}}}_{CA} = \underbrace{\left(K \frac{D'^2 V_{ac2}}{L_F F_s I_{p2}} + 1 \right) \widetilde{v_{ac2}} + (V_{ac2} - V_{ap2}) \frac{\widetilde{i_{p2}}}{I_{p2}} - \left(K \frac{D'V_{ac2}^2}{L_F F_s I_{p2}} \right) \widetilde{d} + \left(\frac{D'^2 V_{ac2}^2}{2L_F F_s I_{p2}} \right) \widetilde{\kappa}}_{CA}. \quad (6.64)$$

$$\underbrace{V_{ap2}}_{CC} = \underbrace{\left(K \frac{D'^2 V_{ac2}}{2L_F F_s I_{p2}} + 1 \right) V_{ac2}}_{CC}$$

Isolando os termos CC em (6.63) e (6.64).

$$I_{c2} = I_{p2} \left(1 + \frac{D'^2 V_{ac2}}{2L_F F_s I_{p2}} \right) \quad (6.65)$$

$$V_{ap2} = V_{ac2} \left(1 + K \frac{D'^2 V_{ac2}}{2L_F F_s I_{p2}} \right) \quad (6.66)$$

Isolando os termos CC de (6.63) e substituindo (6.66) nos respectivos termos CA de (6.64) chega-se as equações (6.67) e (6.68), que descrevem o comportamento do modelo de pequenos sinais^{xxv} para o interruptor S_{PWM2} .

$$\widetilde{i_{c2}} = \widetilde{i_{p2}} + \frac{D'^2}{2L_F F_s} \widetilde{v_{ac2}} - \frac{D'V_{ac2}}{L_F F_s} \widetilde{d} \quad (6.67)$$

^{xxv} O sentido das polaridades das tensões em S_{PWM2} foi invertido para manter a mesma simetria das portas de entrada e saída utilizada para S_{PWM1} .

$$\begin{aligned} \widetilde{v_{ap2}} = & \left(K \frac{D'^2 V_{ac2}}{L_F F_s I_{p2}} + 1 \right) \widetilde{v_{ac2}} + \left(\frac{D'^2 V_{ac2}^2}{2 L_F F_s I_{p2}} \right) \widetilde{\kappa} \\ & - \left(K \frac{D' V_{ac2}^2}{L_F F_s I_{p2}} \right) \widetilde{d} - \left(K \frac{D'^2 V_{ac2}^2}{2 L_F F_s I_{p2}^2} \right) \widetilde{i_{p2}} \end{aligned} \quad (6.68)$$

Utilizando (6.67) e (6.68) pode-se então construir o circuito elétrico equivalente para o interruptor S_{PWM2} , apresentado na Figura 6.17.

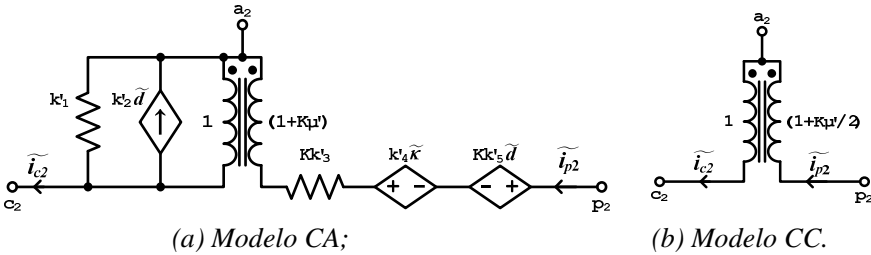


Figura 6.17 – Circuito elétrico equivalente para S_{PWM2} .

Na Quadro 6.2 estão apresentados os coeficientes dos elementos dos modelos CA e CC obtidos para S_{PWM2} .

Quadro 6.2 – Parâmetros do circuito elétrico equivalente de S_{PWM2} .

Parâmetro	μ [V/V]	k'_1 [Ω]	k'_2 [A]	k'_3 [Ω]	k'_4 [V]	k'_5 [V]
Valor	$\frac{D'^2 V_{ac2}}{L_F F_s I_{p2}}$	$\frac{2 L_F F_s}{D'^2}$	$\frac{D' V_{ac2}}{L_F F_s}$	$\left(k'_1 \left(\frac{\mu'}{2} \right)^2 \right)$	$V_{ac2} \frac{\mu'}{2}$	$(k'_1 k'_2) \frac{\mu'}{2}$

6.2.2.3 Interruptor PWM – S_{PWM3}

Analisando os terminais de entrada e de saída de S_{PWM3} extraem-se as tensões e correntes ilustradas na Figura 6.18.

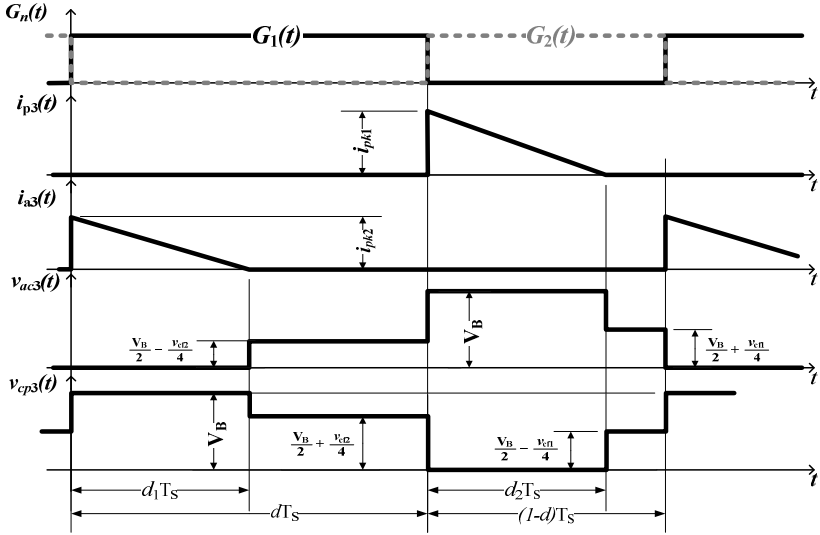


Figura 6.18 – Tensões e correntes em S_{PWM3} .

Através da análise efetuada para S_{PWM1} e S_{PWM2} é simples perceber que os parâmetros de S_{PWM3} podem ser obtidos através das equações (6.49) e (6.62) já levantados para estes dois interruptores. Além disto, as portas de S_{PWM3} podem ser consideradas apenas saídas, conforme demonstrado no Apêndice B, o que permite que se definam as seguintes relações:

$$\widehat{v_{cp3}} = \widehat{v_{ap2}} = - \left(\frac{1}{\alpha(\theta) - 2} \right) \left(\frac{\widehat{d'}^2 v_{ca1}}{2L_F F_s \widehat{i_{p1}}} \right) \widehat{v_{ca1}} \quad (6.69)$$

$$\widehat{v_{ac3}} = \widehat{v_{pa1}} = - \left(\frac{1}{\alpha(\theta) - 2} \right) \left(\frac{\widehat{d'}^2 v_{ac2}}{2L_F F_s \widehat{i_{p2}}} \right) \widehat{v_{ac2}} \quad (6.70)$$

Para a obtenção de (6.71) e (6.72), que definem o modelo de S_{PWM3} , basta então perturbar as equações (6.69) e (6.70).

$$\underbrace{\widetilde{v_{ap2}}}_{CA} = \underbrace{\Gamma \left(\frac{D^2 V_{ca1}}{L_F F_s I_{p1}} \right) \widetilde{v_{ca1}} - \Gamma \left(\frac{D^2 V_{ca1}^2}{2 L_F F_s I_{p1}^2} \right) \widetilde{i_{p1}} + \Gamma \left(\frac{D V_{ca1}^2}{L_F F_s I_{p1}} \right) \widetilde{d} - \left(\frac{D^2 V_{ca1}^2}{2 L_F F_s I_{p1}} \right) \widetilde{\gamma}}_{CC} \quad (6.71)$$

$$\underbrace{V_{ap2}}_{CC} = \underbrace{\Gamma \left(\frac{D^2 V_{ca1}}{2 L_F F_s I_{p1}} \right) V_{ca1}}_{CC}$$

$$\underbrace{\widetilde{v_{pa1}}}_{CA} = \underbrace{\Gamma \left(\frac{D'^2 V_{ac2}}{L_F F_s I_{p2}} \right) \widetilde{v_{ac2}} - \Gamma \left(\frac{D'^2 V_{ac2}^2}{2 L_F F_s I_{p2}^2} \right) \widetilde{i_{p2}} - \Gamma \left(\frac{D' V_{ac2}^2}{L_F F_s I_{p2}} \right) \widetilde{d} - \left(\frac{D'^2 V_{ac2}^2}{2 L_F F_s I_{p2}} \right) \widetilde{\gamma}}_{CC}$$

$$\underbrace{V_{pa1}}_{CC} = \underbrace{\Gamma \left(\frac{D'^2 V_{ac2}}{2 L_F F_s I_{p2}} \right) V_{ac2}}_{CC} \quad (6.72)$$

Onde,

$$\Gamma = \left(\frac{1}{2 - \alpha(\theta)} \right) \quad \widetilde{\gamma} = \left(\frac{\alpha(\theta)}{(2 - \alpha(\theta))^2} \right) \widetilde{v_B} - \left(\frac{1}{(2 - \alpha(\theta))^2} \right) \widetilde{v_{in}}.$$

Identificados os termos CA e CC em (6.71) e (6.72) constrói-se também o modelo em circuito eléctrico equivalente para o interruptor S_{PWM3} apresentado na Figura 6.19.

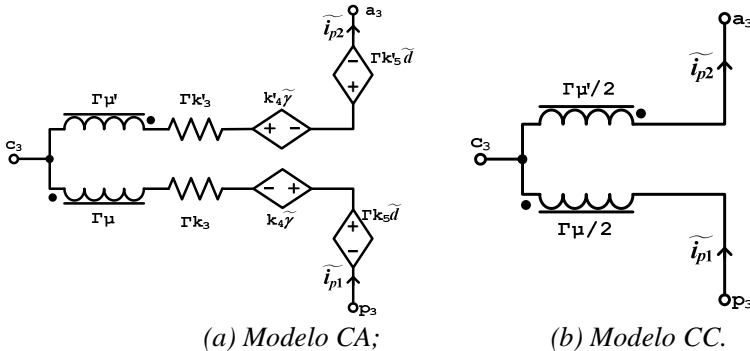


Figura 6.19 – Circuito eléctrico equivalente para S_{PWM3} .

6.2.2.4 Modelo “CC” do Pseudo-Estágio de CFP

Agrupando os circuitos elétricos equivalentes CC de cada um dos interruptores PWM, na forma apresentada na Figura 6.20, evidenciam-se algumas características do pseudo-estágio de CFP. Por exemplo, as correntes médias nos indutores $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ são idênticas, para $L_{F1} = L_{F2}$, característica essa já explorada para a obtenção/cálculo desses elementos. Outra característica interessante é a divisão natural das potências de entrada e de saída, dado que “ $I_{p1} + I_{p2} = I_{ovsi}$ ” e “ $V_{ca1} + V_{ac2} = V_{in}$ ” e lembrando, que a razão cíclica D é mantida constante.

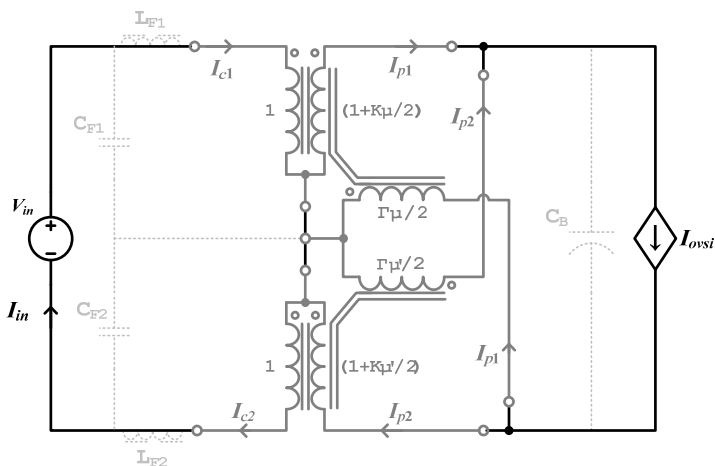


Figura 6.20 – Circuito equivalente CC para o pseudo-estágio CFP.

No capítulo três foi analisada a distorção causada na potência de saída quando da inversão do sentido da corrente na lâmpada. Naquele momento assumiu-se que estas inversões seriam efetuadas em intervalos iguais a $T_R/2$ e sincronizadas com o zero da fonte de alimentação.

Utilizando o modelo da Figura 6.20, pode-se agora analisar a influência da razão cíclica D na corrente média instantânea de entrada I_{in} ^{xxvi} e determinar se, de fato, a estratégia de inversão adotada dá-se no instante que produz a menor distorção. Para isto, utiliza-se a relação $P_{in} = P_o$ e a parcela CC da corrente na equação (6.34) para chegar na (6.73) que define a corrente média instantânea de entrada em um instante qualquer.

$$I_{ovsi} = I_{p1} + I_{p2} \therefore I_c = \frac{V_B}{Z_{La}} \left(\frac{2D-1}{2\sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{D}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{V_{ca1}}{L_F F_S} + \left(\frac{D'}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{V_{ac2}}{L_F F_S} \quad (6.73)$$

^{xxvi} A notação F refere-se ao valor médio instantâneo de $f(t)$ no intervalo $t_0 + T_S$.

Ao observar os termos de (6.73) verifica-se que D está presente em todas as parcelas de corrente que compõe I_c . Além disto, traçando apenas os termos em D (Figura 6.21) de (6.73) fica evidente a influência dos termos dependentes das tensões de entrada V_{ca1} e V_{ca2} . Sabe-se, no entanto, que $v_{ca1}(t)$ e $v_{ca2}(t)$ têm seu mínimo sincronizado com o mínimo da fonte de alimentação. Assim, apesar de não se eliminar totalmente a influência das inversões de $i_{La}(t)$ na corrente de entrada, verifica-se que a sua sincronização com $v_{in}(t)$ anula as parcelas dependentes de V_{ca1} e V_{ca2} para qualquer valor de D .

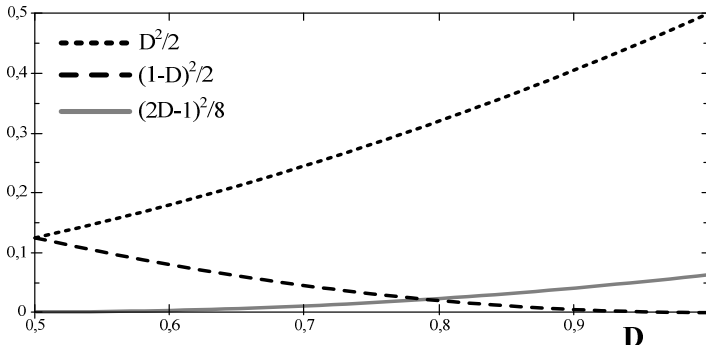


Figura 6.21 – Influência da razão cíclica – Coeficientes de I_c .

6.2.2.5 Modelo “CA” do Pseudo-Estágio de CFP

Empregando apenas às parcelas CA das equações obtidas para os interruptores S_{PWM} , pode-se construir o modelo elétrico equivalente do conversor, apresentado na Figura 6.22.

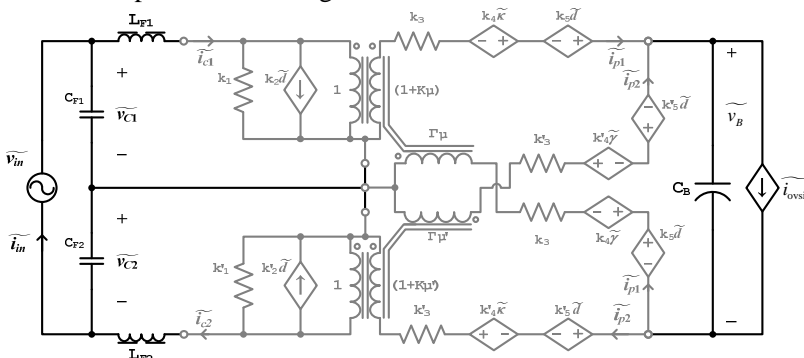


Figura 6.22 – Circuito equivalente CA do pseudo-estágio de CFP.

Fica claro observando os coeficientes de \tilde{d} no circuito equivalente CA (Quadro 6.2 e Quadro 6.1), que com a variação de V_{ca1} e

V_{ac2} as fontes dependentes de \widetilde{d} são anuladas também no cruzamento por zero de $v_{in}(t)$. Assim, são eliminadas as perturbações na corrente de entrada, novamente, para qualquer $(D + \widetilde{d})$.

Além disto, ao simplificar o circuito equivalente CA, considerando apenas a influência de perturbações em \widetilde{d} , chega-se após algumas simplificações a (6.74). Assim é possível observar que tanto em alta quanto em baixa frequência, que a minimização do ganho ou da sensibilidade da corrente de entrada as variações em \widetilde{d} pode ser obtida com a elevação de F_S e/ou L_F , através de alterações no ponto de operação – que impliquem na redução de D ; ou se reduzindo V_{cal} que, como se sabe, tem seu mínimo no entorno do zero de $v_{in}(t)$ independentemente dos parâmetros utilizados.

$$\frac{\widetilde{i}_{ci}}{\widetilde{d}}(s) = \frac{k_z(3\mu + 2)/\mu}{s \frac{L_F}{k_i} \left(1 + \left(\frac{1 + \mu}{\mu/2} \right)^2 \right) + 1} \therefore \frac{k_z}{\mu}(3\mu + 2) = 2 \left(\frac{I_{pl}}{D} \right) + 3 \left(\frac{DV_{cal}}{F_S L_F} \right) \quad (6.74)$$

De posse do modelo CA pode-se, caso necessário, obter as funções que relacionam as grandezas de interesse desejadas. Devido à suposição inicial de estratégia de inversão, busca-se aqui apenas observar o impacto de $d(t)$ em $i_{in}(t)$.

6.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Além da construção de uma estrutura de potência simples e eficiente para a alimentação de lâmpadas AID-VM busca-se, também, uma estratégia de controle simples para a regulação da potência. Em função disto, já se efetuaram duas considerações essenciais para a simplificação da estrutura de controle, que são:

- i. A inversão sincronizada de $i_{La}(t)$ que reduz as distorções na corrente $i_{in}(t)$ que poderiam ser causadas por variações em $d(t)$, pela ação de controle;
- ii. Projeto L_{Bal} e C_{Bal} buscando uma resposta superamortecida de $i_{La}(t)$.

Isto porque, em última análise, entende-se por simples uma estrutura/estratégia de controle que quando aplicada ao circuito, cause variações em $d(t)$ durante a operação do reator de forma a manter $i_{La}(t)$ estável, $P_{La}(t)$ no ponto desejado e $i_{in}(t)$ isento de perturbações. Estas

Sensor de corrente:

$$H_{ILa}(s) = \frac{I_{La}}{I_{Lam}}(s) = G_{ILa} \left(\frac{1}{s/\omega_{iLa} + 1} \right). \quad (6.78)$$

Sensor de tensão:

$$H_{VL a}(s) = \frac{V_{La}}{V_{Lam}}(s) = G_{VL a} \left(\frac{1}{s/\omega_{vLa} + 1} \right). \quad (6.79)$$

Devido ao emprego do microcontrolador utiliza, para a construção e descrição dos laços de controle discretos, a representação equivalente destes elementos no domínio contínuo [90] para o projeto do controlador, assim:

Modulador:

$$K_{PWM}(\omega) = \sum_{n=1}^{T_s/T_s} \left(e^{-j\omega n T_s} \right) \left(e^{j\omega(1-D)T_s} \right) \quad (6.80)$$

Filtros de tensão e corrente:

$$H_{VLA}(\omega) = H_{ILA}(\omega) = \frac{1}{k} \sum_{n=0}^{k-1} \left(e^{-j\frac{\omega}{F_a}n} \right) \quad (6.81)$$

Onde, $F_a = 1/T_a$ é a frequência de amostragem dos sinais.

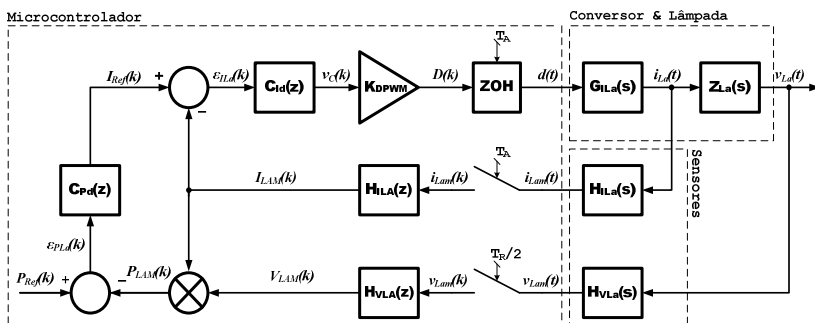


Figura 6.24 – Diagramas de blocos da estrutura de controle.

Assim, analisando as características assintóticas da função $G_{ILa}(s)/V_B$, obtida utilizando (6.26) supondo uma resposta superamortecida, fica evidente que para que ocorra sem erros o seguimento a degraus em $i_{La}(t)$, basta adicionar um controlador do tipo PI no laço de controle, ou seja:

Controlador contínuo:

$$C_I(s) = K_I \left(\left(K_p/K_I s + 1 \right) / s \right) \quad (6.82)$$

Controlador discreto:

$$C_{ID}(z) = K_p + \frac{T_a}{2} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) K_I \quad \therefore \quad s = \frac{2}{T_a} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \quad (6.83)$$

Vale observar que a aproximação trapezoidal utilizada na discretização do controlador foi utilizada devido ao seu reduzido erro de discretização, quando comparada com as aproximações *Forward* e *Backward* [90].

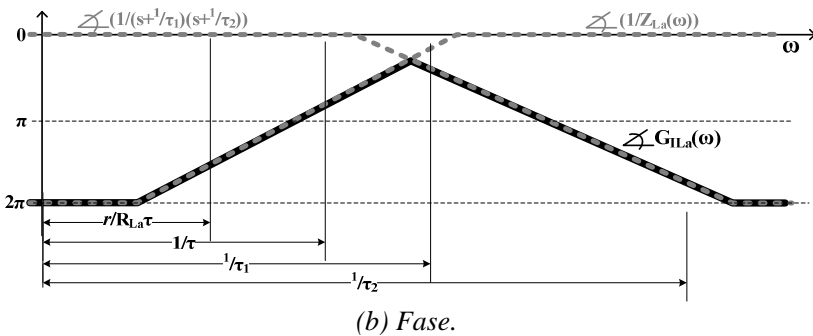
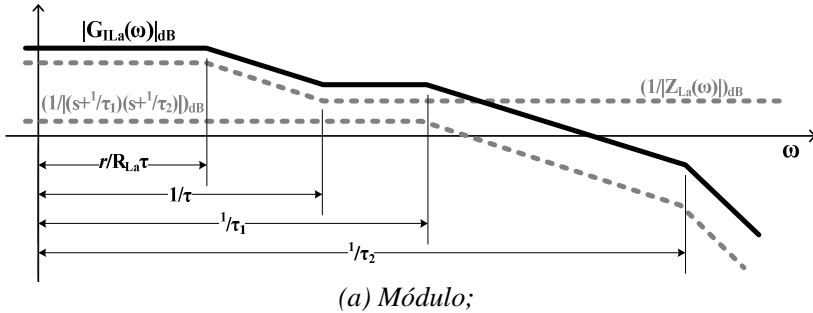


Figura 6.25 – Diagrama assintótico de $G_{ILa}(\omega)$.

6.4 ANÁLISE EXPERIMENTAL

Independentemente dos resultados obtidos através da análise numérica dos conversores de um e dois estágios, a verificação experimental da metodologia de projeto proposta é imprescindível. Em função disto, para por a prova hipóteses e simplificações propostas bem como para avaliar os impactos de parâmetros não modelados no comportamento estático e dinâmico do reator, foi construído um protótipo para a alimentação de lâmpadas AID-VM de 70 W. No Quadro 6.3 estão apresentadas as especificações de entrada e saída utilizadas

Quadro 6.3 – Especificações do protótipo.

Parâmetro de Projeto		Valor
Descrição	Símbolo	
<i>Tensão de Alimentação</i>	V_{in}	220 V _{eficaz}
<i>Frequência de Alimentação</i>	F_R	60 Hz
<i>Tensão de Barramento</i>	V_B	330 VCC \pm 2,5 %
<i>Potência Média de Saída</i>	P_O	70 W
<i>Eficiência</i>	η	90%
<i>Frequência de Comutação</i>	F_S	100 kHz
<i>Ondulação de Tensão em C_F</i>	ΔV_{Cf}	20 V
<i>Ondulação de Corrente em L_{Bal}</i>	ΔI_{LBal}	200 mA
<i>Ondulação de Tensão em C_{Bal}</i>	ΔV_{CBal}	10 V
Norma		IEC 61000-3-2 Classe C

Na Quadro 6.4 são apresentados os valores dos elementos físicos e dos parâmetros numéricos utilizados, obtidos através da metodologia proposta neste trabalho. No Apêndice C estão apresentados dos circuitos utilizados na confecção do protótipo e no Apêndice E está exposto o código fonte do programa utilizado no microcontrolador.

Quadro 6.4 – Componentes projetados para o conversor.

Valor Elemento	Teórico	Experimental
L_{F1}	404 μ H	401 μ H
L_{F2}		400 μ H
C_{F1}, C_{F2}	82 nF	47 nF + 33 nF@400 VCC
L_{Bal}	2,6 mH	2.4 mH
C_{Bal}	12 nF	15 nF @ 2 kV
C_{B1}, C_{B2}	178 μ F	220 μ F @ 250 V

No Apêndice B estão traçadas as curvas de resposta em frequência de todos os blocos relevantes ao projeto dos laços de controle do reator. Para os cálculos foram utilizados os valores teóricos da Quadro 6.4 para os componentes do conversor e os dados da Quadro 3.6 para a representação de $Z_{La}(s)$. Em função das restrições de projeto pré estabelecidas, chegou-se nos parâmetros de controle apresentados na Quadro 6.5.

Quadro 6.5 – Parâmetros laços de controle.

Parâmetro de Projeto		Valor
Descrição	Símbolo	
<i>Largura de Banda Laço Corrente</i>	BW_i	1 kHz
<i>Largura de Banda Laço Tensão/Potência</i>	BW_p	10 Hz
<i>Frequência de Amostragem Corrente</i>	F_{ai}	10 kHz
<i>Frequência de Amostragem Potência</i>	F_{ap}	120 Hz
<i>Ganho Sensor de Corrente</i>	G_{iLa}	2,4 V/A
<i>Frequência de Corte Sensor Corrente</i>	F_{iLa}	10 kHz
<i>Ganho do Sensor de Tensão</i>	G_{vLa}	33,3 mV/V
<i>Frequência de Corte Sensor Tensão</i>	F_{vLa}	100 Hz
<i>Ganho Proporcional</i>	K_p	0,067
<i>Ganho Integral</i>	K_i	83,8 Hz

Como o comportamento que a lâmpada AID apresenta durante a partida (Figura 1.6), indo de um circuito aberto a um curto circuito instantes após a ignição, desenvolveu-se uma estratégia específica para a produção dos pulsos de ignição e de controle da corrente, possibilitando a estabilização da descarga e a consequente elevação da potência até o ponto de operação.

O processo de partida consiste basicamente em efetuar uma varredura de frequência próxima a ω_0 ; seguida por um período de estabilização com $D = 0.5$ e $F_s = 32$ kHz; após isto, se emprega um intervalo de aquecimento onde, através do controle da corrente, a lâmpada é mantida estável e a potência de saída é elevada até seu valor de regime. A Figura 6.26 apresenta os ciclos de partida e de estabilização utilizados.

Para a criação dos pulsos de ignição de aproximadamente 2 kV, utilizou-se a característica inicial de alta impedância da descarga, para que o filtro de saída (L_{Bal} e C_{Bal}) operasse como um tanque ressonante. Esta técnica permite que se reduzam o valor do pico de tensão necessário e, com isso, a pulverização dos cátodos quando comparada aos ignitores pulsados.

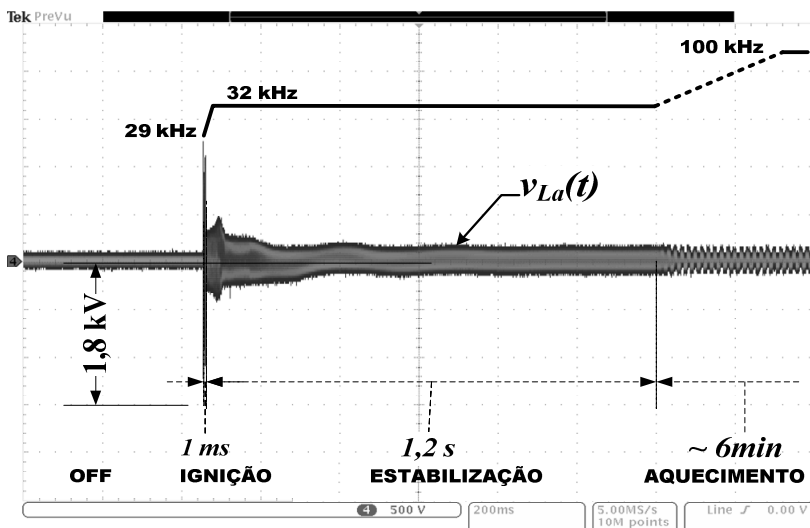


Figura 6.26 – Ignição da lâmpada.

Na Figura 6.27 têm-se apresentadas algumas formas de onda relevantes durante o funcionamento do reator utilizando uma fonte de tensão CA de baixo conteúdo espectral e impedância de saída desprezível (Agilent® 6813B – AC Power Source/Analyzer) e entregando a lâmpada uma potência média $P_{La} \approx 71$ W.

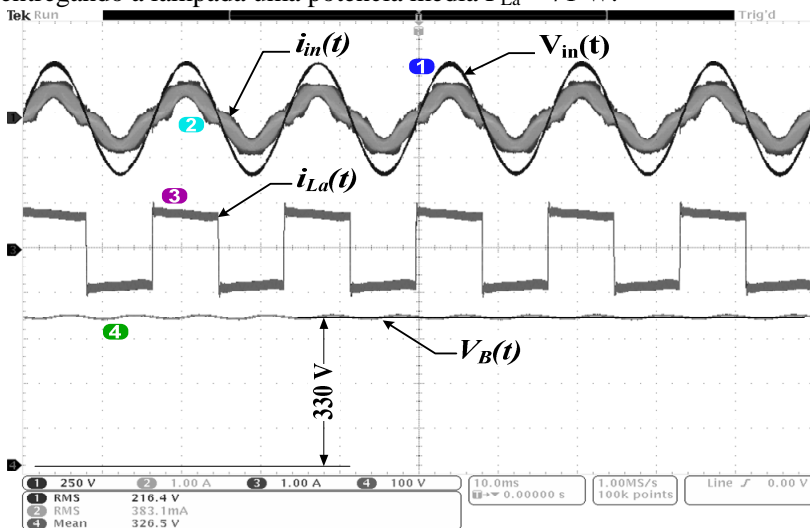


Figura 6.27 – Alimentação com fonte CA de baixa DHT.

Verifica-se que, apesar do envelope de $i_{in}(t)$ ser formado pela composição das correntes nos elementos do filtro de entrada esta é contínua. Isto ficou evidenciado durante a análise teórica, visto que nenhum outro elemento de filtragem (ou parasita) foi utilizado com o intuito de reduzir o conteúdo espectral de $i_{in}(t)$.

Efetuando a análise harmônica de $i_{in}(t)$, sob alimentação com fonte de alimentação senoidal com baixo conteúdo harmônico (Figura 6.27), observa-se que além da envoltória em alta frequência o conteúdo espectral de baixa frequência também está presente. Utilizando as amplitudes das componentes até o 51ª harmônico de $i_{in}(t)$ obtém-se uma DHT $\approx 22\%$ e um FP $\approx 0,982$. Na Figura 6.28 estão apresentadas as componentes com amplitudes superiores a 500 μA .

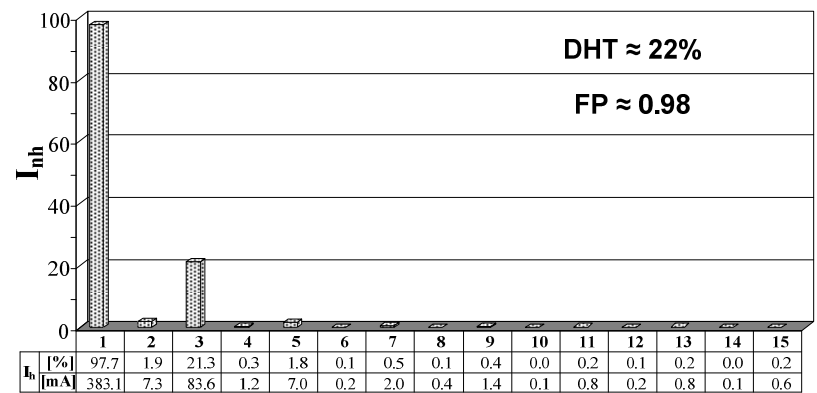


Figura 6.28 – Análise harmônica da corrente de entrada “ideal”.

Para submeter o reator a uma condição de operação mais próxima da realidade, alimentou-se o reator utilizando a rede local como fonte de tensão. Durante a análise efetuada a DHT da tensão de alimentação resultou em um valor de $DHT_v \approx 4\%$. Foi ainda inserido em série com o alimentador uma indutância de linha $L_{in} \approx 60 \mu\text{H}$ para garantir um valor mínimo de impedância de entrada. E, sob essas condições de operação, chegou-se nos resultados demonstrados na Figura 6.29.

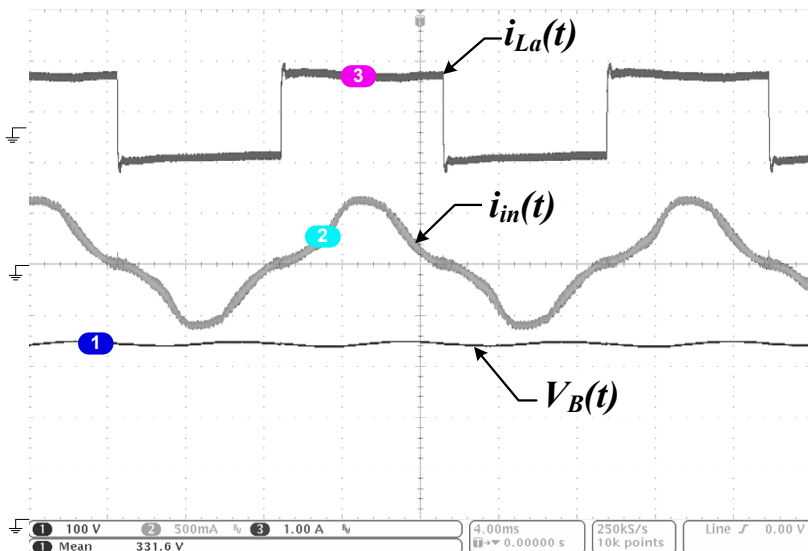


Figura 6.29 – Formas de onda sob alimentação CA “real”.

Efetuada a análise harmônica de $i_{in}(t)$ para a nova situação de alimentação percebe-se que houve apenas uma pequena elevação na DHT. Observa-se uma componente expressiva de 3ª harmônica, que faz com que $DHT \approx 0,978$. No entanto, tanto para a situação real quanto para a ideal, nenhuma das componentes harmônicas excede os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C (Quadro 1.2).

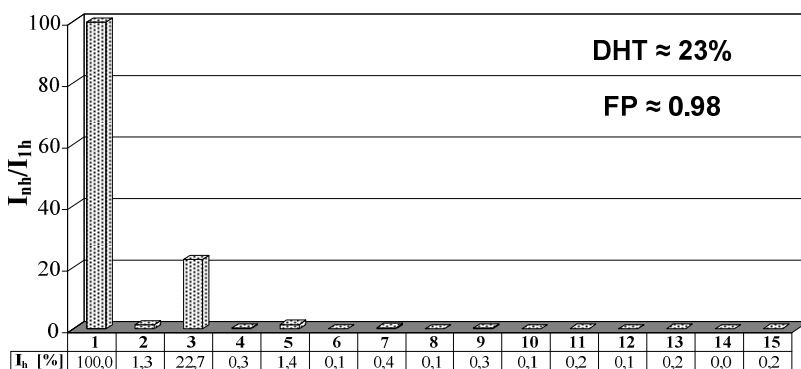


Figura 6.30 – Análise harmônica da corrente de entrada “real”.

Uma das considerações feitas durante a elaboração da metodologia de projeto foi motivada pela redução dos intervalos $\Delta t_1(t)$ e

$\Delta t_2(t)$ para a redução do conteúdo espectral de $i_{in}(t)$. Observando as correntes nos indutores de entrada (Figura 6.31) evidencia-se a eficácia da estratégia proposta, visto que, mesmo próximo ao instante de pico da tensão de alimentação, tanto $i_{L1}(t)$ quanto $i_{L2}(t)$ permanecem no MCD. O que é essencial para a correta operação do conversor.

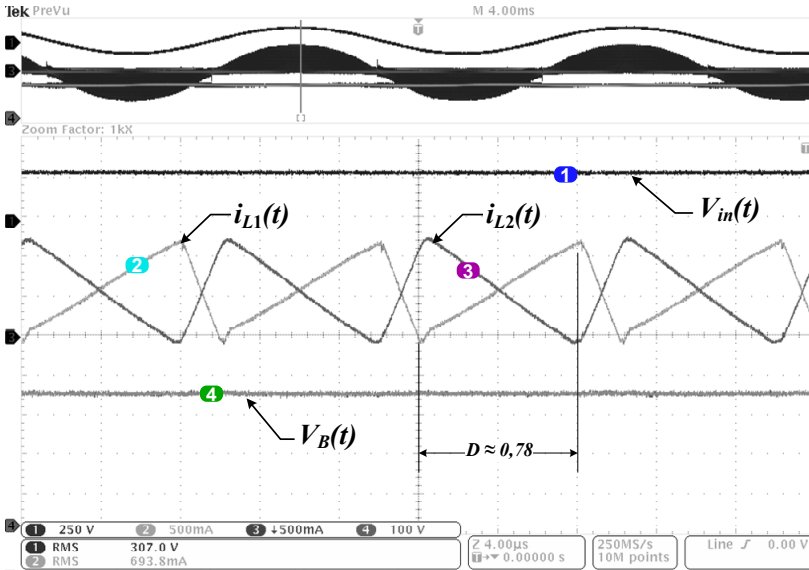


Figura 6.31 – Detalhe das correntes nos indutores L_{F1} e L_{F2} .

Com a escolha dos valores de L_{F1} e L_{F2} definem-se também os valores de pico de suas correntes. A escolha destes elementos tem por consequência a determinação de como ocorrem as comutações dos interruptores. Isto porque, como pode ser visto na Figura 6.32, é a composição das correntes no nó ‘a’ do conversor que define o sentido da corrente nos interruptores no instante da comutação, que neste caso faz com que $i_{S1}(t)$ seja negativa durante a entrada em condução de S_1 permitindo assim a sua comutação com tensão nula de forma não dissipativa.

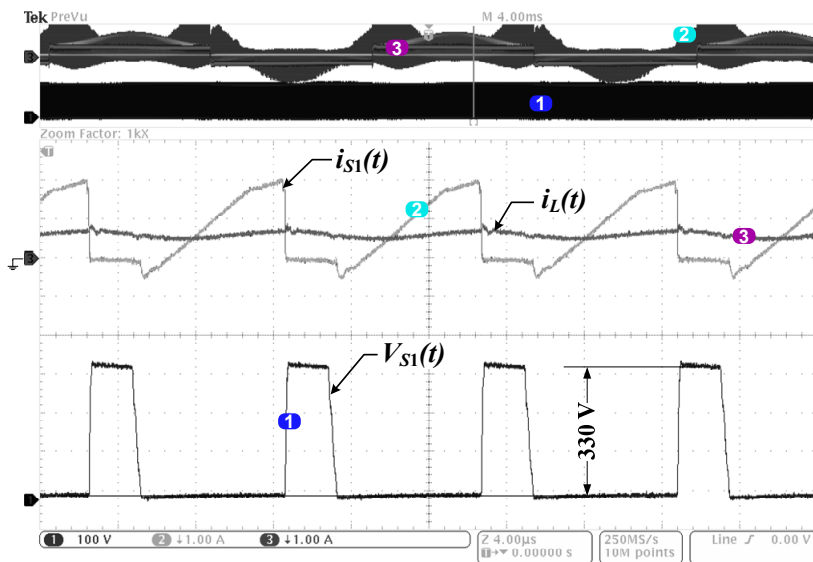


Figura 6.32 – Corrente e tensão no interruptor S_1 .

De forma análoga as comutações não dissipativas ocorrem também no interruptor S_2 . Como se sabe, no entanto, as correntes em L_{F1} e L_{F2} possuem um envelope senoidal, assim o intervalo onde este fenômeno ocorre é dependente não só dos valores das indutâncias, mas também de $V_{in}(t)$. Este comportamento pode ser observado tanto numérica quanto experimentalmente (Figura 6.33).

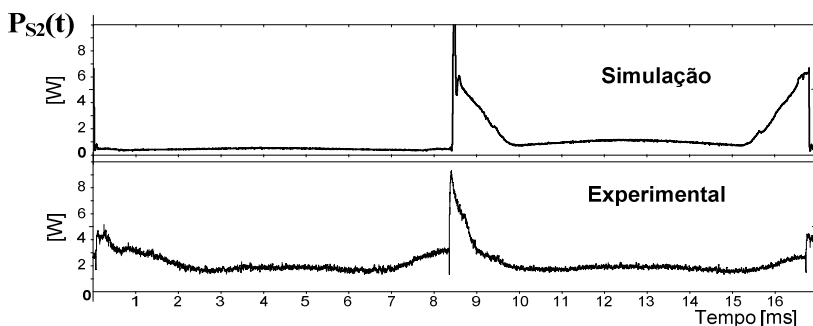


Figura 6.33 – Potência dissipada no interruptor S_2 .

Para ilustrar o sincronismo produzido pelo circuito de comando e controle têm-se ilustrados na Figura 6.34 as correntes de entrada e de saída e a tensão de saída. Além disto, fica evidente que a distorção produzida em $i_{in}(t)$ durante as inversões de $i_{La}(t)$ são imperceptíveis.

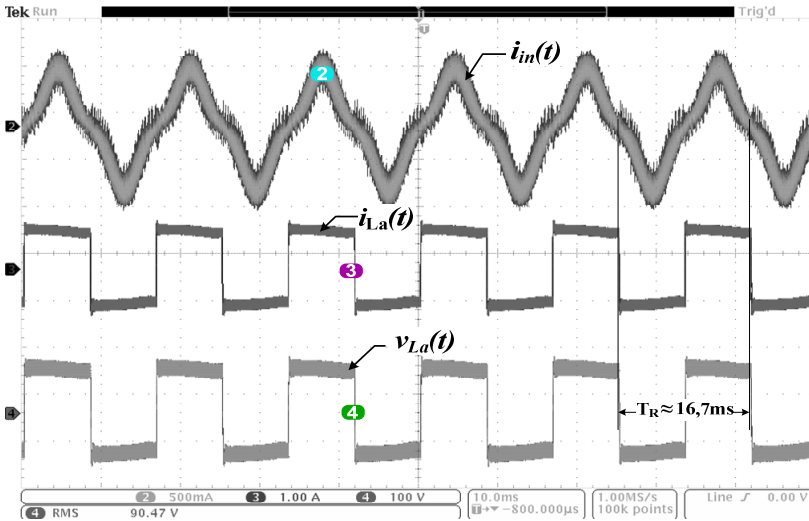


Figura 6.34 – Sincronismo entre a corrente de entrada e saída.

Dando enfoque na análise do desempenho da estrutura de controle projetada pode-se verificar, observando inversão de polaridade apresentada na Figura 6.35, que com o projeto adequado dos elementos do filtro de saída conseguiu-se obter o amortecimento da corrente $i_{La}(t)$ mesmo sem a influência da ação de controle. Isto ocorre em função da largura de banda utilizada para o cálculo e projeto dos elementos do laço de controle.

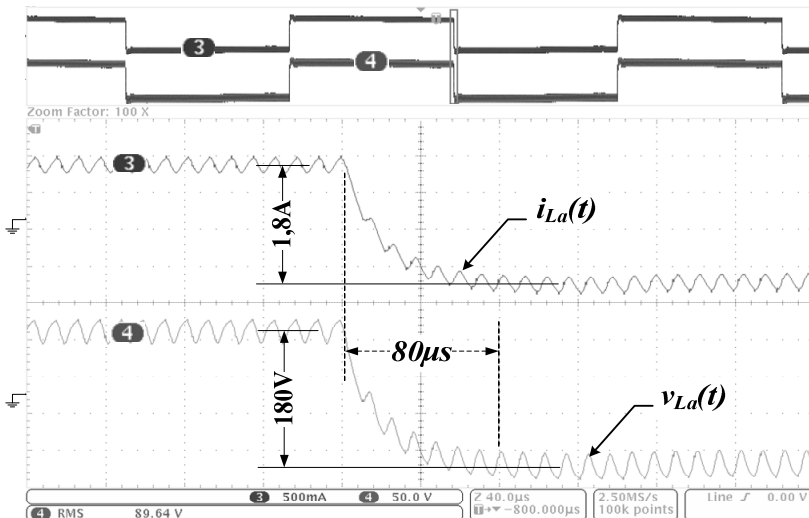


Figura 6.35 – Corrente de saída durante a inversão de polaridade.

Apesar de não se observarem flutuações perceptíveis na descarga durante a operação do reator, para se quantificar a distorção produzida em $P_{La}(t)$, para o δ experimental obtido, foi calculada a sua densidade espectral [51] que, como pode ser visto na Figura 6.36 não possui nenhuma de suas componentes com amplitude superior ao limite empírico de 10%. No entanto, observa-se um espalhamento espectral desde a baixa frequência até vários múltiplos de F_S .

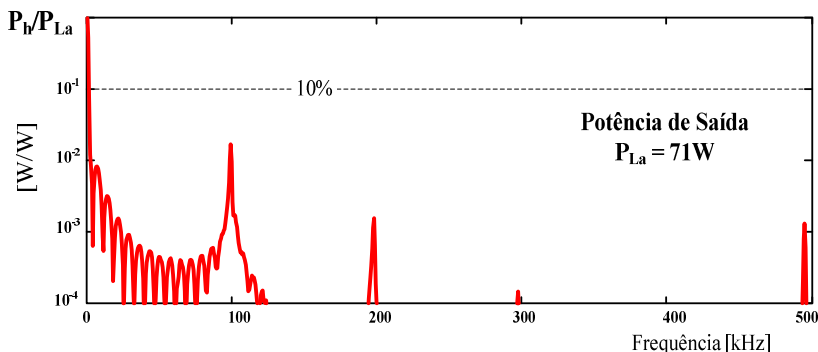


Figura 6.36 – Densidade espectral da potência na descarga.

No entanto, extraindo os coeficientes da série de Fourier de $P_{La}(t)$, apresentados na Figura 6.37, verifica-se que além do valor médio e das componentes de baixa amplitude (Figura 2.18) existem harmônicos de F_R com amplitudes superiores a 5%, especificamente o de ordem 2. Assim como já mencionado, não se observaram flutuações visíveis na descarga durante o período de testes, sendo que estes não excederam 50 horas em bancada.

Atribuí-se a diferença observada na amplitude da componente de 120 Hz, não com a aproximação incorreta da distorção causada pela inversão de $i_{La}(t)$ de forma superamortecida, mas sim, com a inclinação da tensão e da corrente na lâmpada causada pelo aquecimento do arco durante $T_R/2$ e principalmente com a ondulação de tensão causada em $V_{B1}(t)$ e $V_{B2}(t)$ devido à forma de $i_{La}(t)$.

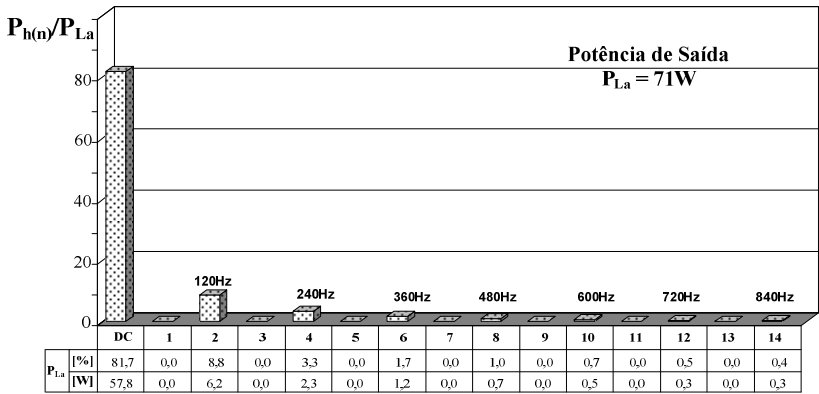


Figura 6.37 – Conteúdo harmônico em baixa frequência de $P_{La}(t)$.

Tem-se apresentada na Quadro 6.6 um resumo das características de projeto e dos resultados obtidos para os diferentes testes efetuados. Devido aos diferentes tipos de lâmpadas (Quadro 3.2) utilizados para a obtenção desses dados, parâmetros como vida útil e fabricação alteraram o ponto de operação de projeto do reator levando aos pequenos desvios observados.

Quadro 6.6 – Resumo das características obtidas.

Parâmetro	Valor
Potência de Saída	70 W ± 3 W
DHT	23 % ± 2%
FP	0,971 – 0,982
Rendimento	0,89 – 0,91

6.5 CONCLUSÃO

Assim como a determinação de um modelo para o comportamento elétrico do arco, o estudo e a obtenção de uma representação capaz de descrever as características dinâmicas do conversor são essenciais. Isto porque, ao se iniciar a análise estática da estrutura, através de suas etapas de operação, utilizou-se alguns argumentos que não foram previamente definidos, como a estratégia de inversão de corrente e seu impacto na corrente de entrada e a forma mais adequada de projeto dos elementos do filtro de saída.

Neste capítulo, conseguiu-se descrever a forma como as grandezas comportam-se de forma incremental, ou seja, no entorno de um ponto de operação. Para tal, lançou-se mão da suposição baseada na característica de projeto que define o capacitor C_B com valor elevado. Esta suposição permitiu desmembrar o conversor de estágio único em duas pseudo-estruturas, um estágio VSI e um de CFP. Isto também é válido para o conversor de dois estágios caso se deseje efetuar a sua análise e a sua modelagem.

Ainda assim, observando-se o comportamento das estruturas desmembradas do ponto de vista de variáveis como tensão de barramento, corrente de entrada e tensões nos capacitores de entrada a fragmentação mostra-se perfeitamente equivalente.

Com o desmembramento do conversor obteve-se então a duas configurações que o representam separadamente e, por conseqüência, as equações que descrevem as tensões e correntes em seus elementos. Vale observar que, com o desmembramento do conversor, não se pode efetuar análises de elementos parasitas em alguns de seus componentes dado que as correntes e as tensões instantâneas dos pseudo estágios não correspondem ao simples somatório das correntes reais nos componentes, quando muito descrevem uma parcela de seus reais valores médios instantâneos.

As FTs obtidas, no entanto, descrevem corretamente o comportamento dinâmico de cada estrutura analisada. Isto permitiu, por exemplo, determinar que as inversões sincronizadas de $i_{La}(t)$ são de fato a melhor alternativa quanto se buscam reduzir as distorções na corrente $i_{in}(t)$; além disto, com modelo aproximado da impedância vista pelos terminais a-b do conversor, foi possível ajustar os valores de C_{Bal} e L_{Bal} levando-se também em conta seus impactos na resposta dinâmica de $i_{La}(t)$, o que em última análise permitiu a redução dos esforços de controle e do aparato necessário para a construção do reator.

7 CONCLUSÕES GERAIS

A utilização de reatores eletrônicos para a alimentação da lâmpada com correntes de alta frequência mostra-se como uma alternativa interessante quando comparado com as versões eletromagnéticas dos elementos limitadores comumente utilizados. No entanto, devido ao comportamento instável deste tipo de lâmpada, a possibilidade de ocorrência do fenômeno da ressonância acústica demanda a utilização de técnicas especiais para a sua alimentação em alta frequência.

O levantamento do modelo elétrico equivalente de lâmpadas AID-VM, mostrou-se um desafio, devido ao elevado número de abordagens utilizadas. Isto, indiretamente, demonstra que ainda não se possui um completo domínio tecnológico deste dispositivo. Em função disto, encontram-se abordagens envolvendo os comportamentos em baixas e altas frequências, sistemas de equações que descrevem de forma completa e complexa as variáveis térmicas e elétricas envolvidas no processo de formação e manutenção do plasma, aproximações baseadas no comportamento da condutância/impedância não-linear da descarga, entre outras.

Inquestionavelmente as técnicas baseadas na análise do comportamento físico da descarga produzem resultados numéricos superiores. No entanto, tem-se que dispor de informações precisas sobre os elementos que compõe a mistura de gases. A análise da condutância/impedância equivalente nos terminais da lâmpada dispensa o conhecimento dos elementos que caracterizam a descarga, mas, baseia-se nos valores eficazes de $v_{La}(t)$ e $i_{La}(t)$ impedindo que, caso necessário, efetuem-se correções nos valores instantâneos dessas grandezas.

A solução encontrada e analisada deu-se através da mescla de técnicas baseadas nas equações simplificadas que descrevem variáveis do arco como: temperatura, resistência, potência radiada e conduzida. Apesar de recursivo e não linear, este modelo produziu, ao se observar os dados experimentais obtidos, resultados considerados muito satisfatórios e adequados para a utilização nas etapas posteriores da análise das estruturas.

Ainda assim, independente da forma de alimentação utilizada tem-se que dispor de um modelo linear capaz de representar o comportamento elétrico equivalente da lâmpada, para projeto dos elementos de controle da potência dissipada no arco. Assim, adicionalmente empregou-se a técnica baseada em perturbações de

pequena intensidade na descarga para obter-se o comportamento de sua impedância equivalente.

Como consequência da instabilidade no arco e das incertezas envolvidas em sua modelagem, também se observa uma vasta gama de topologias e estratégias de controle que visam, essencialmente, buscar alternativas que não excitem a RA. Nota-se, através da evolução dos trabalhos analisados, que abordagens envolvendo a operação em faixas de frequência livres de ressonância, ou mesmo em frequências na ordem dos MHz, além de técnicas de injeção de harmônicos ou de modulações em frequência, estão sendo gradativamente eliminadas em detrimento das abordagens que utilizam correntes com formas de onda quadradas para a alimentação das lâmpadas VM.

O ponto mais atraente observado na técnica de injeção de correntes com formas de onda quadradas advém da produção de uma potência dissipada na lâmpada, virtualmente constante. Com isto não se criam oscilações nas potências dissipadas por radiação e condução, o que se traduz na ausência de pulsações luminosas e, em especial, na operação com temperaturas e pressões constantes no interior do tubo de descarga.

Na prática, no entanto, o que se consegue disponibilizar para a lâmpada são correntes e tensões contendo tanto ondulações em baixa quanto em alta frequência. Observa-se através das topologias estudadas que a qualidade da potência (ou da energia) entregue para a lâmpada está diretamente associada ao número de estágios disponíveis para o seu condicionamento: o que é mais do que esperado. Isto, devido à grande dificuldade de se conceber uma estrutura de estágio único com características de saída em fonte de corrente constante que permita a inversão de polaridade que a lâmpada demanda, para que não sejam excitados os modos de ressonância.

Comparada com outras técnicas abordadas para a solução da ressonância acústica, já citadas, como inversões de fase nos pulsos de comando ou a operação em faixas livres de ressonância, aplicadas com sucesso, por exemplo, em lâmpadas AID-HPS, a utilização de correntes com reduzidas ondulações e elevadas derivadas de inversão, força as topologias usuais a sofrer alterações em seu funcionamento ou, simplesmente, impossibilitam a sua utilização. Este foi o caso observado para algumas estruturas do tipo Charge-Pump, muito empregadas devido ao seu reduzido número de componentes, tanto de potência quanto de comando/controle.

No entanto, o conceito de integração de funções explorado neste tipo de estrutura mostrou-se muito atraente e versátil. Tanto que, a partir

da topologia desenvolvida por Nabae e explorada localmente em trabalhos como em [35, 59], teve modificado o estágio de saída. Integrando um simples inversor de tensão de baixa frequência e aplicando uma técnica de comando adequada, foi capaz de gerar uma estrutura para a alimentação das lâmpadas AID-VM.

Esta estrutura, denominada no trabalho de “reator de dois estágios”, como pôde ser observado através dos resultados apresentados, foi capaz de fornecer para a lâmpada tensões e correntes com níveis de distorção reduzidos, ou seja, um intervalo de inversão $\delta < 100 \mu s$. Um aspecto interessante nesta estrutura é a forma de projeto dos elementos passivos L_F e C_F . Devido à, dada a complexidade envolvida na descrição do comportamento das tensões e das correntes nestes elementos, o que se propôs foram aproximações baseadas na simplificação das equações completas do circuito, resultando no Modo I de operação.

Estas simplificações, apesar de restritivas, permitiram que se desenvolvessem as expressões para o projeto destes elementos. Mesmo que restritos a apenas uma faixa de variação dos parâmetros ($\alpha \rightarrow 1$ e $\mu < 0,2$), sob estas simplificações, encontram-se soluções quase exatas para as equações não lineares do circuito. No entanto, devido às limitações específicas para a sua aplicação, buscou-se através da simulação do circuito estabelecer-se esta faixa de variação, de onde se extraíram conclusões como, por exemplo, a excepcional aproximação do conteúdo harmônico em baixa frequência da corrente de entrada, mesmo com a variação do parâmetro $\alpha \rightarrow 0$.

Sabe-se que o reator de dois estágios talvez não se apresente como a solução técnica mais adequada para a alimentação de lâmpadas AID-VM, devido ao elevado número de componentes para o seu funcionamento e controle. Esta topologia, bem como sua análise, mostra-se realmente útil quando se aborda o reator seguinte, descrito como de “estágio único”, que surge como uma evolução natural da estrutura anterior, ao se remover os interruptores de baixa frequência S_3 e S_4 , mantendo-se a mesma estratégia de modulação, pôde-se finalmente integrar os estágios de CFP e inversor, daí a denominação de “estágio único” dada para a estrutura.

Puderam-se concluir, através da análise dos estados topológicos da estrutura, que as equações que regem as tensões e as correntes nos elementos do estágio de entrada são idênticas as do conversor de dois estágios e, por consequência, as características estáticas observadas do estágio de CFP. A maior discrepância observada deve-se à elevação dos esforços de corrente nos capacitores de barramento, pois, na estrutura do

inversor de tensão em meia ponte resultante, não há etapas de roda livre sem que a corrente da carga envolva um dos capacitores C_B .

Por operar com correntes contínuas no indutor de saída (L_{Bal}), deve-se controlar neste conversor não só a potência entregue para a lâmpada mas, também garantir o valor médio nulo da corrente que entra no ponto médio dos capacitores de barramento. Sob este ponto de vista, a abordagem utilizada de inversão da corrente $I_L(t)$ sincronizada com a fonte de alimentação pode, na prática, não se mostrar a opção mais adequada. Isto, no entanto, não inviabiliza o emprego desta estrutura uma vez que a aplicação de uma técnica simples, baseada na medição da tensão de ponto médio e da tensão total de barramento, controlando a frequência das inversões é capaz de eliminar quaisquer possíveis desbalanços nos patamares positivo e negativo da corrente de carga.

Assim como na estrutura de dois estágios, a simulação demonstrou que, se respeitadas as restrições impostas pelas simplificações, efetuadas durante o equacionamento, as expressões para o projeto dos elementos passivos do circuito de CFP podem ser aplicadas, bastando-se apenas redefinir a razão cíclica D .

Os resultados obtidos através da análise teórica dos conversores mostraram características interessantes no Modo I, como a redução dos filtros de entrada ao se operar com $\alpha \rightarrow 1$, a possibilidade de comutarem-se os interruptores com tensão nula em uma ampla faixa de variação das correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ bastando apenas ajustarem-se os valores de suas ondulações. Apesar de se elevar o valor da tensão nos interruptores controlados a elevação da tensão de barramento pode reduzir a DHT. Isto é importante caso se deseje ajustar o conteúdo harmônico de $i_{in}(t)$ para atender imposições quanto ao valor de harmônicos específicos na corrente de entrada.

Assim como a determinação de um modelo para o comportamento elétrico do arco, o estudo e a obtenção de uma representação capaz de descrever as características dinâmicas do conversor são essenciais. Isto porque, ao se iniciar a análise estática da estrutura, através de suas etapas de operação, utilizou-se de alguns argumentos que não foram previamente definidos, como a estratégia de inversão de corrente e seu impacto na corrente de entrada e a forma mais adequada de projeto dos elementos do filtro de saída.

Para tal, lançou-se mão da suposição baseada na característica de projeto que define o capacitor C_B com valor elevado. Esta suposição permitiu desmembrar o conversor de estágio único em duas pseudo-estruturas, um estágio VSI e um de CFP. Ainda assim, observando-se o

comportamento das estruturas desmembradas do ponto de vista de variáveis como a tensão de barramento, a corrente de entrada e as tensões nos capacitores de entrada a fragmentação mostrou-se perfeitamente equivalente.

Com as funções de transferência obtidas pôde-se, por exemplo, determinar que as inversões sincronizadas de $i_{La}(t)$ são de fato a melhor alternativa quando se buscam reduzir as distorções na corrente $i_{in}(t)$; além disto, com o modelo aproximado da impedância vista pelos terminais a-b do conversor, foi possível ajustar os valores de C_{Bal} e L_{Bal} levando-se também em conta seus impactos na resposta dinâmica de $i_{La}(t)$ o que em última análise permite a redução do aparato necessário para a construção do reator e simplifica o controle.

A questão mais conflitante, e que ainda não se pode responder com exatidão, é se estas estruturas serão capazes de fornecer para a lâmpada AID tensões e correntes adequadas, ou seja, uma potência com ondulações reduzidas para todas as faixas de potência existentes. Isto, essencialmente, por não se dispor de modelos adequados que representem o comportamento elétrico/térmico do plasma devido à dificuldade de se obterem os parâmetros para as configurações até então estudadas.

Apesar disto, as considerações efetuadas utilizando um período mínimo de inversão e as distorções provocadas sob essa condição de operação foram capazes de produzir resultados experimentais que, se não garantem a extinção da RA, para toda a gama de potências existentes permitiu ao menos alimentar lâmpadas AID-VM durante os ensaios sem o surgimento de flutuações visíveis na luminosidade da lâmpada.

Além disto, após a análise das estruturas propostas, têm-se claro que: taxas de inversão acentuadas e menores distorções na corrente de entrada serão produzidas pelo reator de dois estágios; já circuitos auxiliares mais simples, devido a redução do número de interruptores bem como a possível redução no peso e volume do conversor são passíveis de serem alcançados na estrutura de estágio único.

Finalmente, com a pesquisa desenvolvida conseguiu-se avançar no conhecimento não só das características das lâmpadas AID-VM, com seus elevados IRC, eficiência luminosa, vida útil, mas também em uma das inúmeras variações possíveis para a sua alimentação.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Jannuzzi, G.d.M., *Power Sector Reforms in Brazil and its Impacts on Energy Efficiency and Research and Development*. Energy Policy, 2005. **33**(13): p. 1753-1762.
2. Jannuzzi, G.d.M., *Aumentando as Eficiências nos Usos Finais de Energia no Brasil*, in *Sustentabilidade na Geração e Uso de Energia*. 2002, UNICAMP: São Paulo.
3. Kozloff, K., et al., *Recomendações para uma Estratégia Regulatória Nacional de Combate ao Desperdício de Eletricidade no Brasil*, in *Projeto de Inovação de Tecnologia Energética (ETIP)*, U.-. Brasil, Editor. Agosto/2000, UNICAMP: São Paulo. p. 150.
4. Groot, J.J. and J.A.J.M.v. Vliet, *The High-Pressure Sodium Lamp*. Philips Technical Library, ed. M. Education. 1986.
5. Lister, G.G., et al., *The physics of discharge lamps*. Reviews of Modern Physics, 2004. **76**: p. 58.
6. Waymouth, J., *Electric Discharge Lamps*, M. Cambridge, Editor. 1971, The MIT Press. p. 3, 28-30.
7. Coaton, J.R. and A.M. Marsden, *Lamps and Lighting*. 4 ed, ed. Arnold. 1997.
8. Lin, S.Y. and Y.S. Kim (2008) *A cool light bulb*. SPIE Newsroom, 2 DOI: 10.1117/2.1200807.1199.
9. Rea, M., *The IESNA Lighting Handbook - Reference & Application*. 4 ed, ed. IES. Vol. 1. 2000: IES - Illuminating Engineering Society of North America.
10. Eletrobras. *Iluminação Pública no Brasil*. 2008 2008; Available from: <http://www.eletrobras.com/elb/procel/main.asp?TeamID={EB94AEA0-B206-43DE-8FBE-6D70F3C44E57}>.
11. Philips. *Lamps & Lighting Electronics - Catalogue 2009*. 2009 [cited 2010; 1:[Available from: http://www.lighting.philips.com.br/pwc_li/br_pt/connect/Assets/pdf/Lamps_and_gear.pdf.
12. Yan, W. and S.Y.R. Hui, *The Influence of the Startup Process of Small Metal-Halide (MH) Lamps on Electronic Ballast Design*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **22**(5): p. 1583-1591.

13. Byszewski, W.W., et al., *Advances in starting high-intesity discharge lamps*. Plasma Sources Scientific Technologies, 1996. **1**(5): p. 720 - 735.
14. Osorio, R., M. Ponce, and M.A.O. Centro. *Simplified thermal-electric dynamic model for HID lamps*. in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. 2004.
15. Blanco, C., et al. *Comparison between Different Discharge Lamp Models Based on Lamp Dynamic Conductance*. in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*. 2008.
16. Shvartsas, M. and S. Ben-Yaakov. *A SPICE compatible model of high intensity discharge lamps*. in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*. 1999.
17. Yan, W. and S.Y.R. Hui, *A universal PSpice model for HID lamps*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2005. **41**(6): p. 1594-1602.
18. Hackam, R., *Study of cataphoresis in the positive column of an argon-neon discharge*. *Journal of Applied Physics*, 1974. **45**(7): p. 2880 - 2884.
19. Murphy, A.B., *Cataphoresis in electric arcs*. *Journal of Applied Physics*, 1988. **31**: p. 3383 - 3390.
20. *NBR IEC 662 - Lâmpadas de Vapor de Sódio a Alta Pressão*, in *Associação Brasileira de Normas Técnicas*. 1997: Brasil.
21. Takahashi, I. *Power factor improvement of a diode rectifier circuit by dither signals*. in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE*. 1990.
22. Erickson, R.W., *Fundamentals of Power Electronics*. 1st Edition ed. 1997: Springer. 750.
23. Holmes, D.G. and T.A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice*. IEEE Press Series on Power Engineering, ed. M.E. El-Hawary. 2003: John Wiley & Sons.
24. Tadesse, D., F.P. Dawson, and S.B. Dewan. *A comparison of power circuit topologies and control techniques for a high frequency ballast*. in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*. 1993.

25. *IEC 61000-3-2 Limits for Harmonic Current Emission / Class C*. 2000: Switzerland.
26. Kaiser, W., R.P. Marques, and A.F. Correa. *Impact of Current Crest Factor at High and Low Frequency Operation on Fluorescent Lamp Electrodes*. in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*. 2006.
27. Costa, M.A.D., et al. *An analysis about valley fill filters applied to electronic ballasts*. in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*. 2003.
28. Fellows, M.W. *A study of the high intensity discharge lamp-electronic ballast interface*. in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. 2003.
29. Adler, H.G. *Diagnostics in lamp research to evaluate HID-electrode and ballast performance*. in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*. 2000.
30. Yan, W., Y.K.E. Ho, and S.Y.R. Hui. *Investigation on methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge (HID) lamps*. in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*. 2000.
31. Waymouth, J.F., *LTE and Near-LTE Lighting Plasmas*. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 1991. **19**(6): p. 1003-1012.
32. Tao, F., *Advanced High-Frequency Electronic Ballast Techniques for Gas Discharge Lamps*, in *Electrical Engineering*. 2001, Virginia Polytechnic Institute and State University: Blacksburg. p. 193.
33. Tao, F., et al. *A comparative study of a family of charge pump power factor correction electronic ballasts*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*. 1999.
34. Tao, F., F.C. Lee, and N. Onishi. *Optimization of combined voltage-source-current-source charge-pump power-factor-correction electronic ballast*. in *Power Electronics*

- Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual. 2000.*
35. Nascimento, C.B., *Estruturas de reatores eletrônicos com elevado fator de potência*, in *Engenharia Elétrica*. 2005, Universidade Federal de Santa Catarina: Florianópolis. p. 165.
 36. Buttendorf, J.M., *Reatores eletrônicos de único estágio para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250 W*, in *Engenharia Elétrica*. 2003, Universidade Federal de Santa Catarina: Florianópolis. p. 158.
 37. André, A.S., *Sistema Eletrônico para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão*, in *Engenharia Elétrica*. 2004, Universidade Federal de Santa Catarina: Florianópolis. p. 134.
 38. Hsieh, Y.C., et al., *Detection of acoustic resonance in metal halide lamps*. *Journal of Science and Engineering B*, 2005. **2**(5-6): p. 821-829.
 39. Laskai, L., P.N. Enjeti, and I.J. Pitel, *White-noise modulation of high-frequency high-intensity discharge lamp ballasts*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 1998. **34**(3): p. 597-605.
 40. Chiu, H.-J., et al., *Design and Implementation of a Single-Stage High-Frequency HID Lamp Electronic Ballast*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2008. **55**(2): p. 674-683.
 41. Moraes, L.M.F., et al., *Acoustic Resonance Avoidance in High Pressure Sodium Lamps Via Third Harmonic Injection in a PWM Inverter-Based Electronic Ballast*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2007. **22**(3): p. 912-918.
 42. Gulko, M. and S. Ben-Yaakov. *A MHz electronic ballast for automotive-type HID lamps*. in *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*. 1997.
 43. Garcia-Garcia, J., et al., *Minimization of acoustic resonances in HID lamps: analysis and comparison of power harmonics content in high frequency non-resonant inverters*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2005. **20**(6): p. 1467-1479.

44. Vilela Jr, J.A., *Alimentação pulsada das lâmpadas HPS em alta frequência*, in *Engenharia Elétrica*. 2007, Santa Catarina: Florianópolis. p. 191.
45. Oh, D.J., K.M. Cho, and H.J. Kim, *Development of a digital controller using a novel complex modulation method for the metal halide lamp ballast*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2003. **18**(1): p. 390-400.
46. Melis, J. *An output unit for low frequency square wave electronic ballasts*. in *Southeastcon '94. 'Creative Technology Transfer - A Global Affair'*, Proceedings of the 1994 IEEE. 1994.
47. Reatti, A., *Low-cost high power-density electronic ballast for automotive HID lamp*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2000. **15**(2): p. 361-368.
48. Shen, M., Z. Qian, and F.Z. Peng, *Design of a two-stage low-frequency square-wave electronic ballast for HID lamps*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2003. **39**(2): p. 424-430.
49. Co, M.A., et al. *Single stage electronic ballast for HID lamps*. in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. 2003.
50. Dalla Costa, M.A., et al., *A Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Integrated Buck Flyback Converter to Supply Metal Halide Lamps*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008. **55**(3): p. 1112-1122.
51. Moskowitz, W.P. and J.A. Olsen, *P127 Method for measuring ripple generated by an HID ballast*. CONFERENCE SERIES- INSTITUTE OF PHYSICS, 2004. **182**: p. 439-440
52. Costa, M.A.D., et al., *Acoustic Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps Under Low-Frequency Square-Waveform Operation*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **22**(3): p. 735-743.
53. Olsen, J., W.P. Moskowitz, and O. Sylvania. *Detrimental effect of a small amount of ripple in a metal halide system*. in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*. 2005.

54. Huang, C.-M., et al., *A Novel Constant Power Control Circuit for HID Electronic Ballast*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **22**(5): p. 1573-1582.
55. van Casteren, D.H.J., M. Hendrix, and J.L. Duarte, *Transition Mode Stacked Buck Converter for HID Lamps*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2008. **44**(1): p. 68-73.
56. Orletti, R., et al., *HID Lamp Electronic Ballast With Reduced Component Number*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2009. **56**(3): p. 718-725.
57. Nabae, A., H. Nakano, and S. Arai. *Novel sinusoidal converters with high power factor*. in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*. 1994.
58. Do, H.-L. and B.-H. Kwon, *Single-stage line-coupled half-bridge ballast with unity power factor and ripple-free input current using a coupled inductor*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2003. **50**(6): p. 1259-1266.
59. Postiglione, C.S., A.J. Perin, and C.B. Nascimento. *Single-Stage Power Factor Correction Switched Power Supply*. in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. 2006.
60. Denneman, J.W., *Acoustic resonances in high frequency operated low wattage metal halide lamps*. Philips Journal of Research, 1983. **38**(4/5): p. 263-272.
61. Sugiura, M., *Review of metal-halide discharge-lamp development 1980-1992*. IEE Proceedings - (A) Science, Measurement & Technology, 1993. **140**(6): p. 443-449.
62. MacLain, D.K. and R.J. Zollweg, *Convection in horizontal high-pressure mercury, mercury iodine, and metal halide additive arcs*. Journal of Applied Physics, 1981. **52**(1): p. 199-209.
63. Waymouth, J.F., *Metal halide lamps*. Proceedings of the IEEE, 1971. **59**(4): p. 629-633.
64. Barnes, B.T., *Electron Energy Distributions in Various Discharges*. Journal of Applied Physics, 1966. **37**(7): p. 2679-2683.
65. Wu, T.-F., J.-C. Hung, and T.-H. Yu, *A PSpice circuit model for low-pressure gaseous discharge lamps operating at high*

- frequency*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 1997. **44**(3): p. 428-431.
66. Ben-Yaakov, S., M. Shvartsas, and S. Glozman, *Statics and dynamics of fluorescent lamps operating at high frequency: modeling and simulation*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2002. **38**(6): p. 1486-1492.
 67. Liang, T.J., K.H. Su, and W.H. Fu. *High frequency electrical circuit model of metal-halide lamp*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*. 1998.
 68. van Casteren, D.H.J., J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix. *Physics based MATLAB model for ceramic metal halide lamps*. in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*. 2006.
 69. Eardley, G., et al., *A simple model of metal-halide arcs*. Journal of Applied Physics (D): Applied Physics, 1979. **12**(7): p. 1101-1115.
 70. Laskowski, E.L. and J.F. Donoghue, *A Model of a Mercury Arc Lamp's Terminal V-I Behavior*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1981. **IA-17**(4): p. 419-426.
 71. Yan, W., S.Y.R. Hui, and H. Chung, *Nonlinear high-intensity discharge lamp model including a dynamic electrode voltage drop*. Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings -, 2003. **150**(4): p. 161-167.
 72. Kloss, A., et al., *Electrode-sheath voltages in high-pressure mercury arcs*. Journal of Applied Physics, 2000. **88**(3): p. 1271-1275.
 73. Luijks, G.M.J.F., S. Nijdam, and H.v. Esveld, *Electrode diagnostics and modeling for ceramic metal halide lamps*. Journal of Physics (D): Applied Physics, 2005. **38**(17): p. 3163-3169.
 74. Witting, H.L., *Acoustic resonances in cylindrical high-pressure arc discharges*. Journal of Applied Physics, 1978. **5**(49): p. 2680-2684.
 75. Schäfer, R. and H.P. Stormberg, *Investigations on the fundamental longitudinal acoustic resonance of high pressure discharge lamps*. Journal of Applied Physics, 1982. **5**(53): p. 3476-3480.

76. Yan, W. and S.Y.R. Hui, *Experimental study on acoustic resonance phenomena in ageing high-frequency discharge lamps*. IEE Proceedings - (A) Science, Measurement & Technology, 2006. **153**(5): p. 181-187.
77. Franklin, G.F., J.D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*. 4th Edition ed. 2002: Prentice Hall. 910.
78. Deng, E. and S. Cuk. *Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*. 1997.
79. Glozman, S. and S. Ben-Yaakov, *Dynamic interaction analysis of HF ballasts and fluorescent lamps based on envelope simulation*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2001. **37**(5): p. 1531-1536.
80. Ribas, J., et al., *Arc Dynamic Stabilization in Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballast for Metal Halide Lamps*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **22**(5): p. 1592-1599.
81. Alonso, J.M., et al. *Small-signal modeling of discharge lamps through step response and its application to low-frequency square-waveform electronic ballasts*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*. 2006.
82. van Casteren, D.H.J., M.A.M. Hendrix, and J.L. Duarte, *Controlled HID Lamp-Ballast Interaction for Low-Frequency Square-Wave Drivers*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **22**(3): p. 780-788.
83. Juarez, M.A., et al. *Analysis and design of model based on step response for the stability in lamps HID*. in *Power Electronics Congress, 2008. CIEP 2008. 11th IEEE International*. 2008.
84. Nilsson, J.W. and S.A. Riedel, *Circuitos Eléctricos*, in *LTC - Livros Técnicos e Científicos*, LTC, Editor. 2003, LTC. p. 548-556.
85. Barbi, I. and A.F.d. Souza, *Retificadores de Alto Fator de Potência*, A.I. INEP, Editor. 1996, INEP - UFSC: Florianópolis.

86. Vorperian, V., *Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode.* Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1990. **26**(3): p. 490-496.
87. Ngo, K.D.T., *Alternate forms of the PWM switch models.* Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1999. **35**(4): p. 1283-1292.
88. Jun, C. and K.D.T. Ngo. *Simplified analysis of PWM converters operating in discontinuous conduction mode using alternate forms of the PWM switch models.* in *Southeastcon 2000. Proceedings of the IEEE.* 2000.
89. Vorperian, V., *Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. II. Discontinuous conduction mode.* Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1990. **26**(3): p. 497-505.
90. Buso, S. and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics.* Synthesis Lectures on Power Electronics, ed. J. Hudgins. Vol. 2. 2006: Morgan&Claypool Publishers. 151.

Apêndice A ETAPAS DE COMUTAÇÃO

Na Figura A.8.1 estão apresentadas as evoluções teóricas das tensões e correntes nos interruptores durante etapas de comutação para os conversores de um e dois estágios.

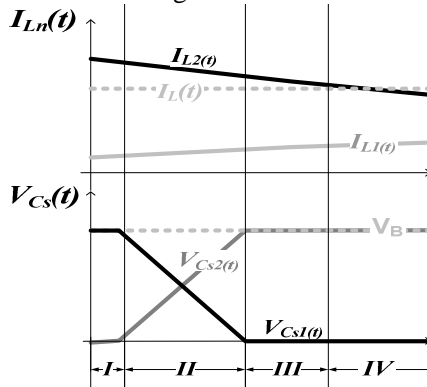
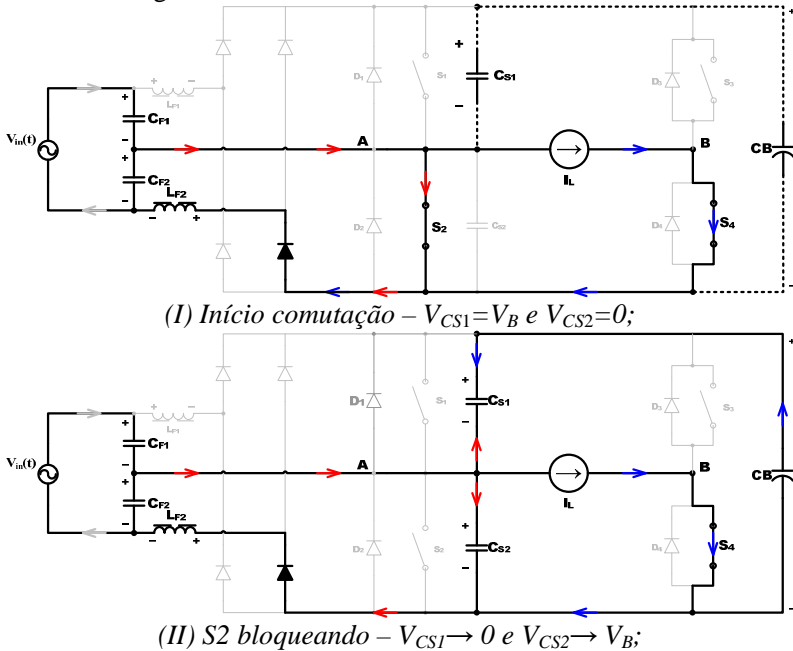
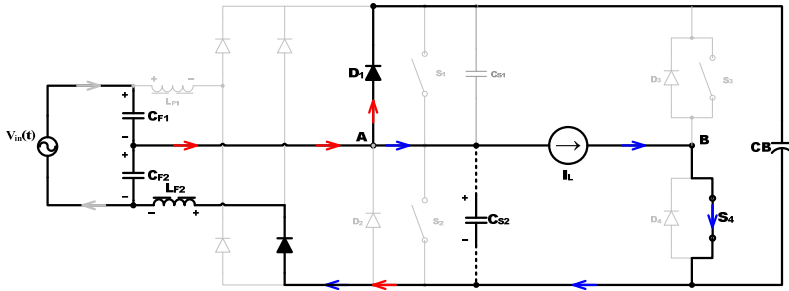


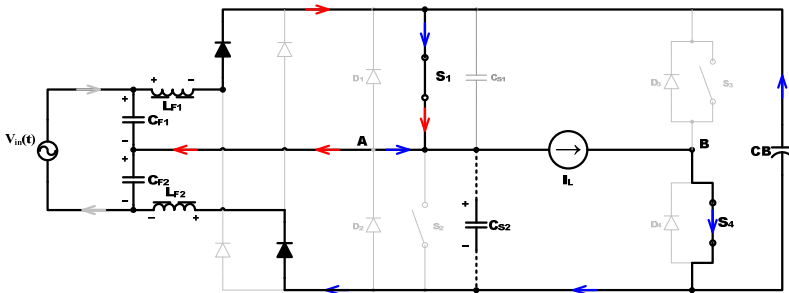
Figura A.8.1 – Formas de onda comutação $S_2 \rightarrow S_1$ ($I_L > 0$).

Analisando a situação onde $i_{L2}(t) > I_L(t)$, chega-se as etapas de operação descritas na Figura A.8.2.





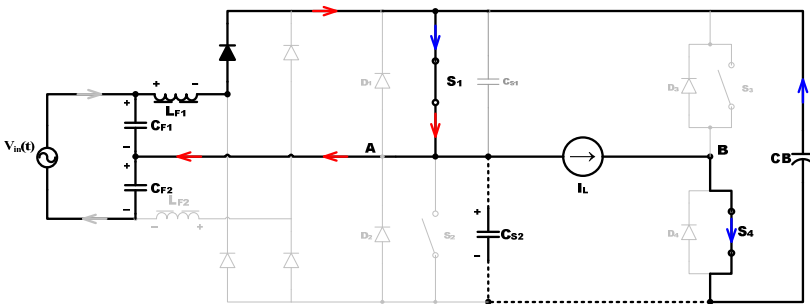
(III) $D1$ conduzindo – $V_{CS1}=0$ e $V_{CS2}=V_B$;



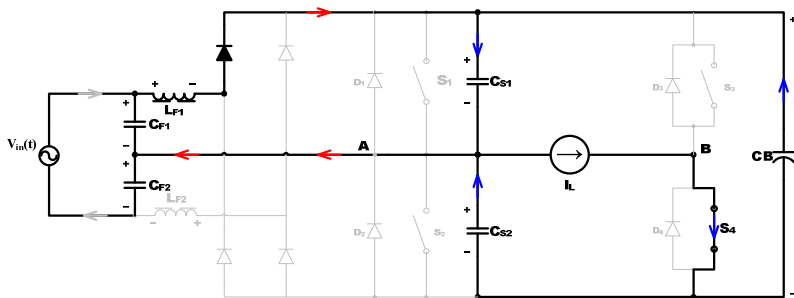
(IV) $S1$ conduzindo – $V_{CS1}=0$ e $V_{CS2}=V_B$.

Figura A.8.2 – Etapas de comutação $S_2 \rightarrow S_1$ ($i_{L2}(t) > I_L(t)$).

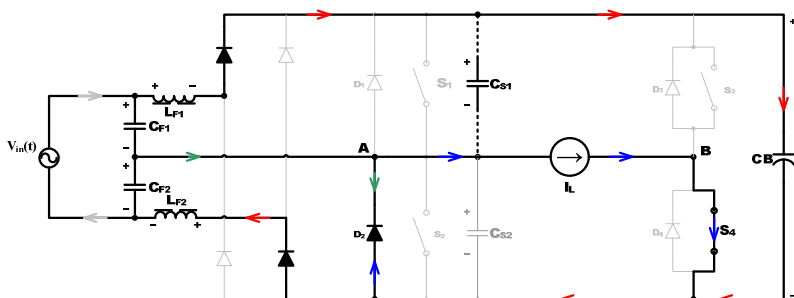
Ainda para a condição onde $i_{L2}(t) > I_L(t)$, têm-se descritos na Figura A.8.3 as etapas de operação do conversor, em ponte completa, durante a comutação $S_1 \rightarrow S_2$.



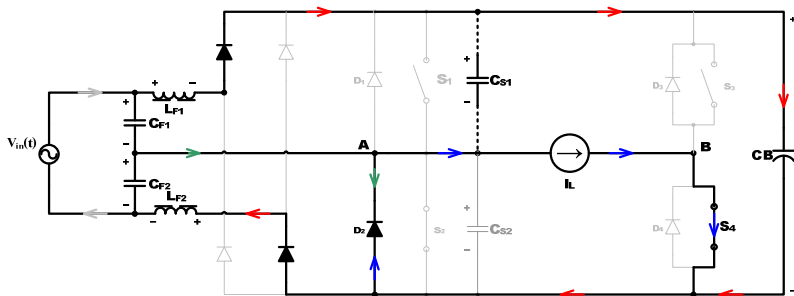
(I) Início comutação – $V_{CS1}=0$ e $V_{CS2}=V_B$;



(II) $S1$ bloqueando - $V_{CS1} \rightarrow V_B$ e $V_{CS2} \rightarrow 0$;



(III) $S2$ comandada - $V_{CS1} = V_B$ e $V_{CS2} = 0$;



(IV) $D2$ conduzindo - $V_{CS1} = V_B$ e $V_{CS2} = 0$.

Figura A.8.3 – Etapas de comutação $S_2 \rightarrow S_1$ ($i_{L2}(t) > I_L(t)$)

Apêndice B

MODELO DE GRANDES SINAIS

Utilizando os conceitos de resistor sem perdas e fonte de potência [22] é possível construir uma representação equivalente para o interruptor S_{PWM1} tal qual a ilustrada pela Figura B.8.4.

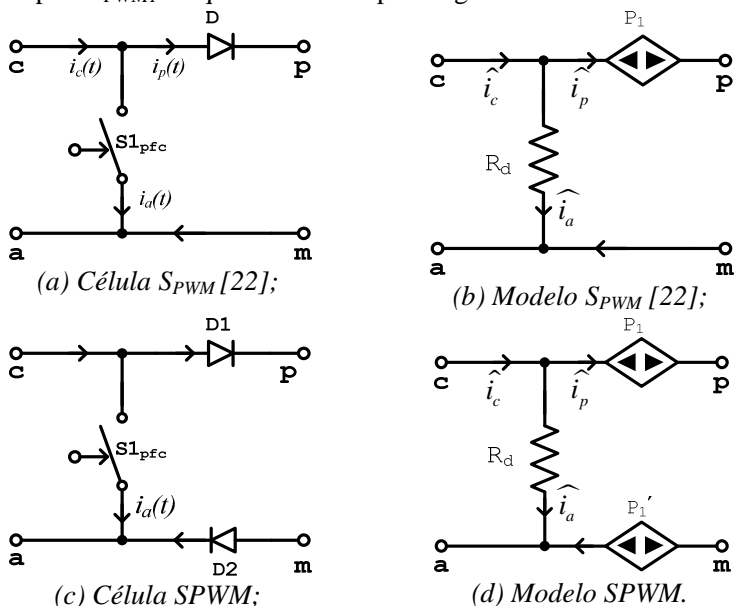


Figura B.8.4 – Células de comutação e modelo S_{PWM} equivalente.

Nesta representação, a potência que é dissipada ou absorvida por ' R_d ' (Quadro B.8.1) é transferida para as fontes de potência P_1 , para a célula de [22] e P_1 e P_1' para a célula aqui proposta. Isto demonstra a equivalência entre as técnicas propostas por Eriksson e Vorpèrian para a obtenção dos modelos equivalentes para os interruptores PWM.

Quadro B.8.1– Parâmetros dos modelos de grandes sinais.

Parâmetro Célula	R_d [Ω]	P_1 [W]	P_1' [W]
(b)	$2L_F F_S / \hat{d}^2$	$\frac{\hat{d}^2 \hat{v}_{ca}^2}{2L_F F_S}$	—
(d)		$\left(\frac{\alpha(\theta) - 1}{\alpha(\theta) - 2} \right) \left(\frac{\hat{d}^2 \hat{v}_{ca}^2}{2L_F F_S} \right)$	$\left(\frac{1}{\alpha(\theta) - 2} \right) \left(\frac{\hat{d}^2 \hat{v}_{ca}^2}{2L_F F_S} \right)$

Apêndice C

PROJETO DO LAÇO DE CONTROLE

Utilizando os parâmetros especificados na Quadro 3.6 podem-se traçar os diagramas de magnitude e fase (Figura C.8.5) da impedância incremental da lâmpada L2 utilizada como base.

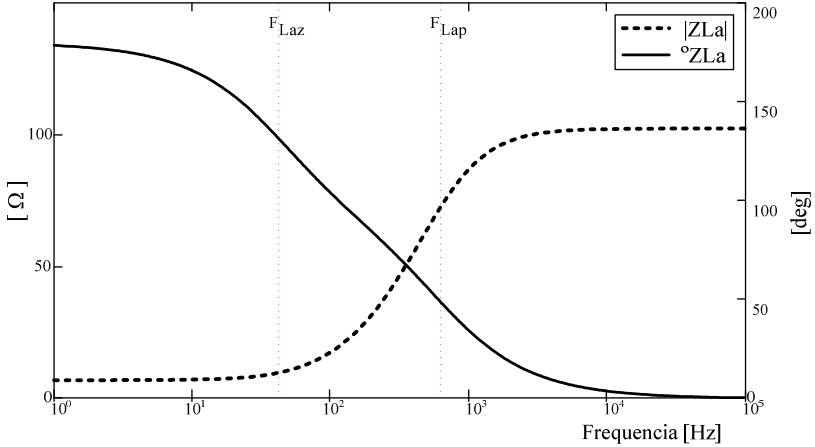


Figura C.8.5 – Resposta em frequência: Impedância Incremental da Lâmpada.

De posse dos parâmetros de projeto (Quadro 6.3) e utilizando as equações (6.28) e (6.29) obtém-se os valores de L_{Bal} e C_{Bal} , tal que:

Razão cíclica de operação:

$$D_1 = \frac{1}{2} \left(1 + 2 \sqrt{\frac{P_o R_{La}}{\eta V_B^2}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + 2 \sqrt{\frac{70 \text{ W} \cdot 98 \Omega}{(330 \text{ V})^2}} \right) \approx 0,77$$

Elementos do filtro de saída:

$$L_{Bal} = \frac{330 \text{ V}}{200 \text{ mA} \cdot 100 \text{ kHz}} \cdot 0,77(1 - 0,77) \approx 2,6 \text{ mH}$$

$$C_{Bal} = \frac{\sqrt{(100 \Omega)^2 - 4(10 \text{ V}/200 \text{ mA})^2}}{4\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 100 \Omega (10 \text{ V}/200 \text{ mA})} \approx 12 \text{ nF}$$

Traçando a resposta em frequência da impedância série $Z_{LC}(s) = Z_{LBal}(s) + Z_{CBal}(s)$ chega-se a Figura C.8.6.

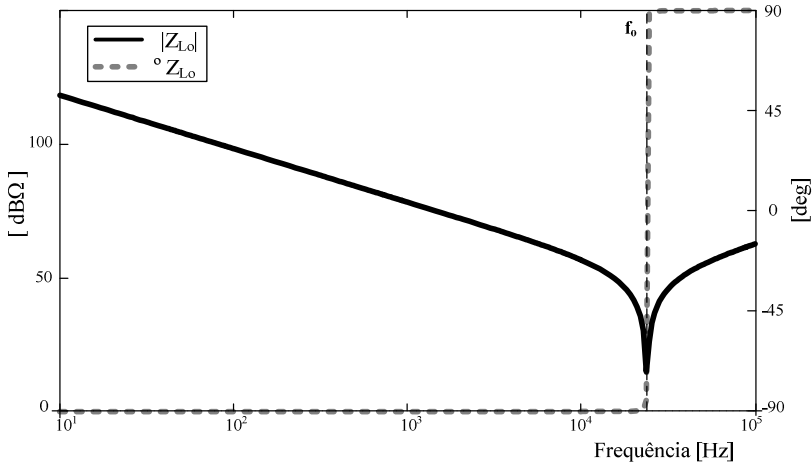


Figura C.8.6 – Resposta em frequência: Impedância Série do Filtro de Saída.

Verifica-se, através dos diagramas de módulo e fase de $Z_o(s)$ ilustrados na Figura C.8.7, que mesmo com a simplificação de $Z_{La}(s)$ os diagramas de magnitude e fase não foram alterados.

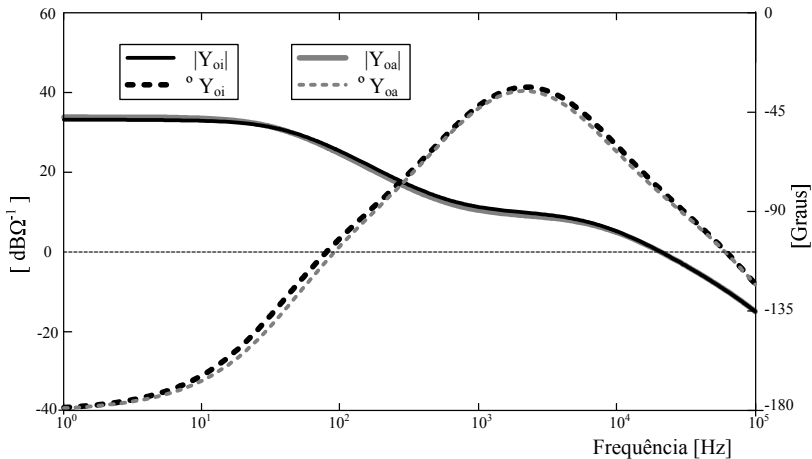


Figura C.8.7 – Resposta em frequência: Admitância de saída.

Compensando o ganho interno do modulador digital, tem-se apenas que se preocupar com a fase introduzida por $K_{PWM}(\omega)$, que como pode ser observado na Figura C.8.8 é aproximadamente invariante com D .

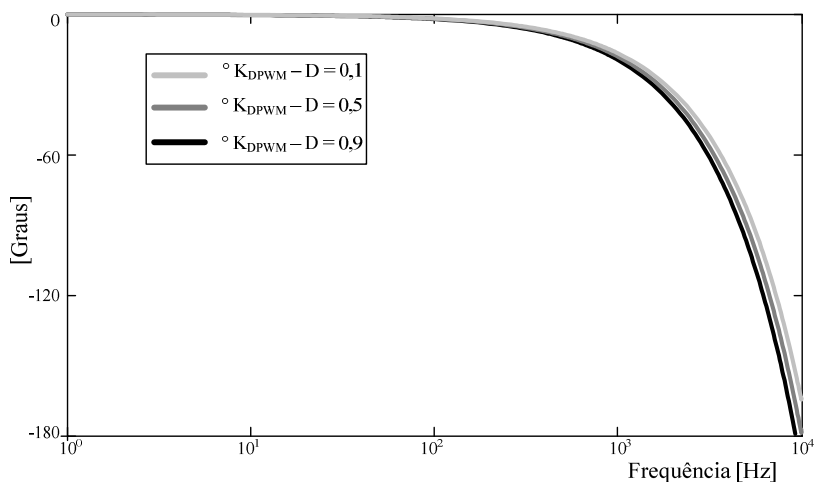


Figura C.8.8 – Fase do modulador PWM digital.

Utilizando os ganhos de tensão e corrente e as frequências de cruzamento especificadas na Quadro 6.5, podem-se traçar as respostas apresentadas na Figura C.8.9 e na Figura C.8.10.

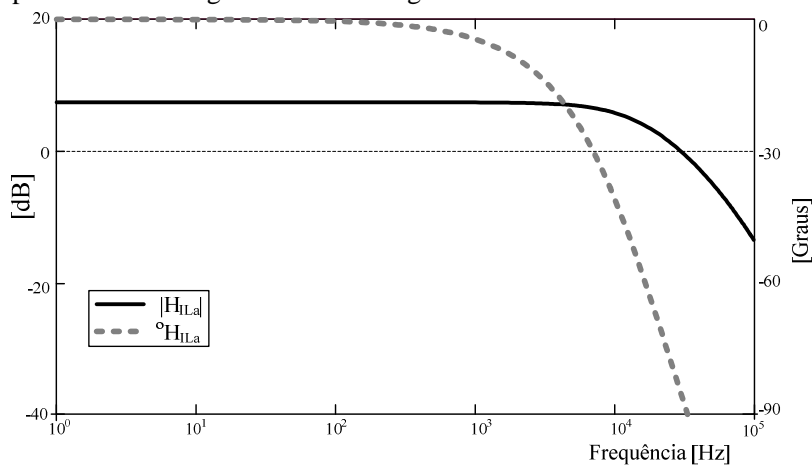


Figura C.8.9 – Resposta em frequência: Sensor de corrente.

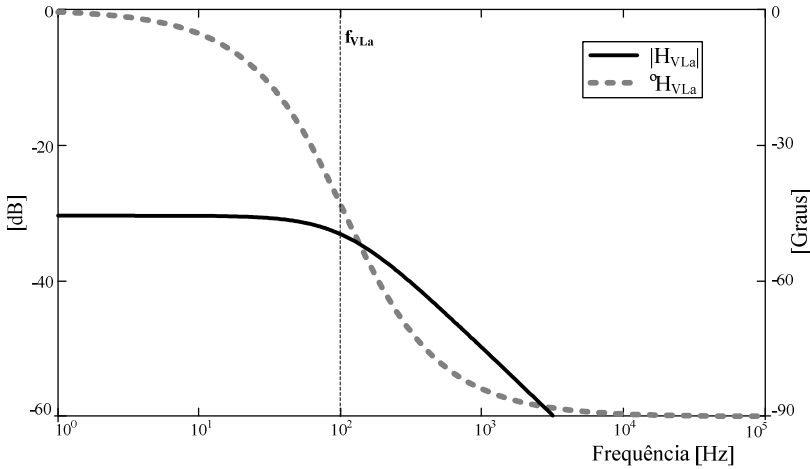


Figura C.8.10 – Resposta em frequência: Sensor de tensão.

Traçando-se a função de transferência de laço aberto ($FTLA_{ILA}(s) = \varepsilon_{ILA}(s) / I_{LAM}(s)$) observa-se, assim como o previsto pelo diagrama assintótico, que o ganho em baixa frequência é finito. Além disto, a fase de $FTLA_{ILA}$ é superior a 180° em sua frequência de cruzamento, tornando o sistema instável sem a adição de um controlador de corrente.

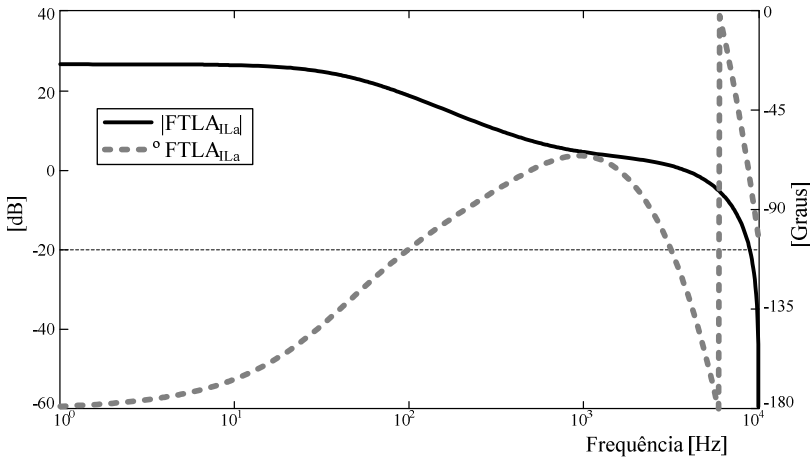


Figura C.8.11 – Resposta em frequência: Função de transferência de laço aberto.

Aplicando os critérios estabelecidos no Quadro 6.5, chega-se a Figura C.8.12.

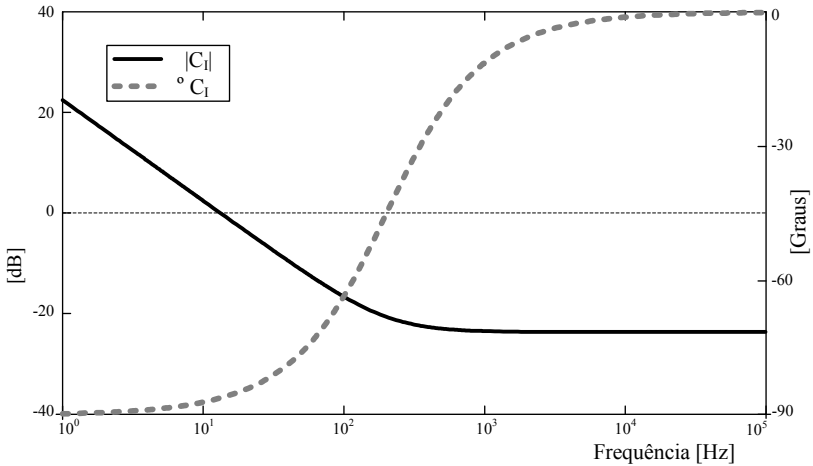


Figura C.8.12 – Resposta em frequência: Compensador de corrente.

Introduzindo o compensador projetado no enlace de controle da corrente, chega-se então $FTLF_{ILa}(s)$ apresentada na Figura C.8.13. Observam-se agora que o sistema compensado possui elevado ganho em baixa frequência, possibilitando o erro nulo no seguimento de referências constantes e que a fase na frequência de cruzamento é superior a 180° caracterizando a estabilidade do sistema em malha fechada [77].

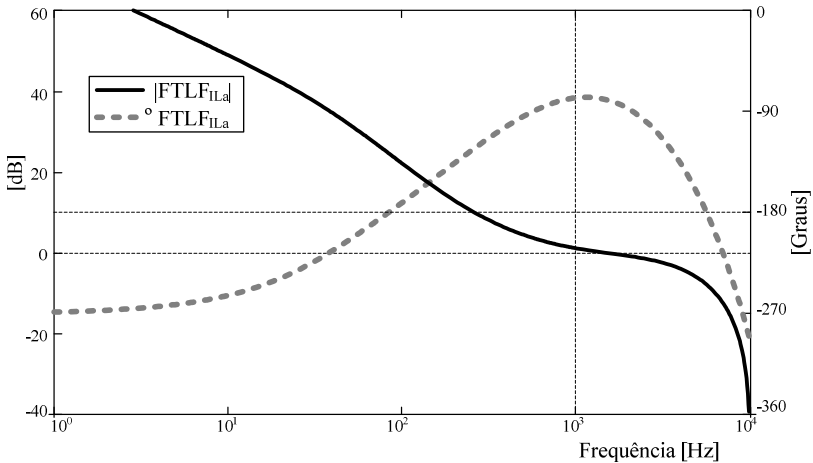


Figura C.8.13 – Resposta em frequência: Função de transferência de laço fechado.

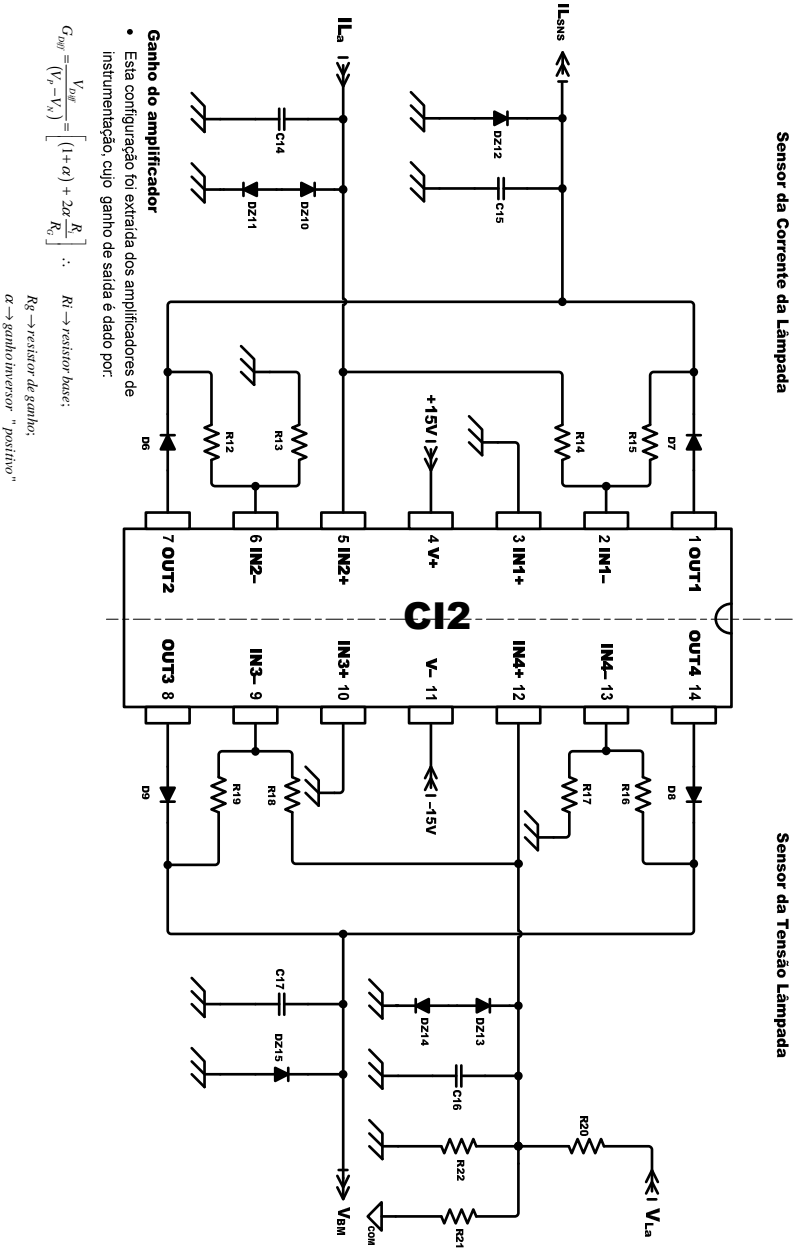


Figura D.8.15 – Circuito de condicionamento de sinal: amplificação e retificação.

PINO	I/O	A/D	PCB	DESCRIÇÃO
01/AN0				V _{dr} - tensão diferencial de barramento
02/AN1	IN	Analog		I _{leas} - corrente na lâmpada
03/AN2				V _A - tensão na lâmpada
04/RA5	IN	Supply		V _{sw} - tensão de barramento (proteção)
05/VSS	—		Inversor	GND - plano de alimentação do PIC "terra"
06/RA2				
07/RA3	OUT	Digital		NC
08/PWM0				NC
09/PWM1		PWM		LF - pulso de comando (D)
				Hf - pulso de comando (I - D)
PINO	I/O	A/D	PCB	DESCRIÇÃO
10/RB4				NC
11/RB5	IN	Digital		NC
12/RB6				BT1 - botão auxiliar n°1
13/RB7	—	Supply		BT2 - botão auxiliar n°2
14/VSS			Inversor	+5V - alimentação do PIC "V _{CC} "
15/OSC2				OSC - oscilador a cristal pino "cr"
16/OSC1	OSC	Analog		OSC - oscilador a cristal pino "pr"
17/INT2				I _{leas} - corrente na lâmpada
18/INT3	IN	Analog		V _{dr} - tensão diferencial de barramento

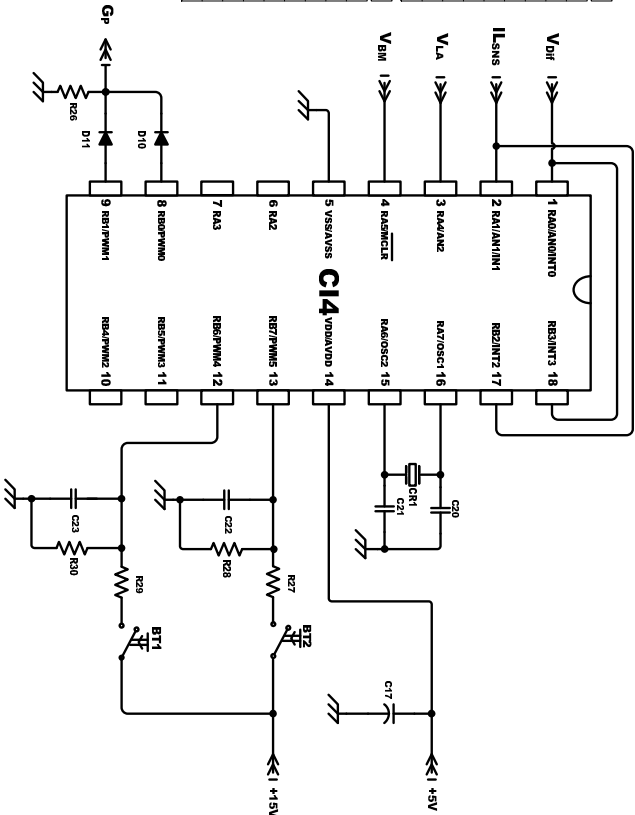


Figura D.8.16 – Microcontrolador: comando, controle e proteção.

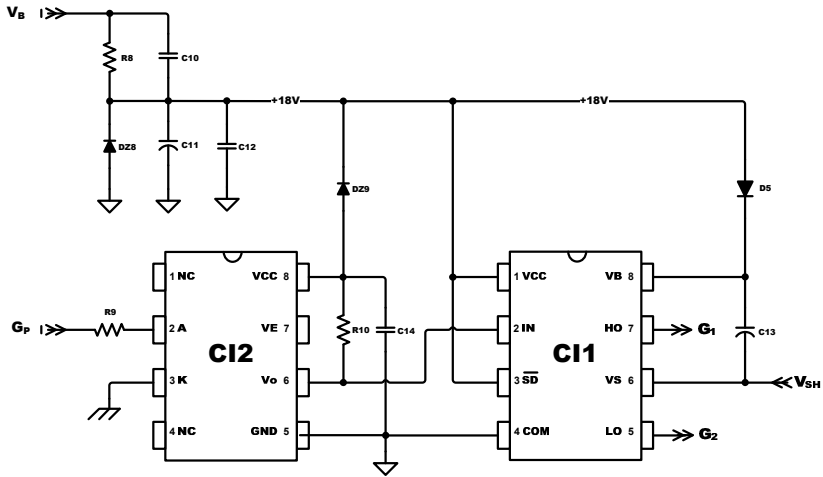
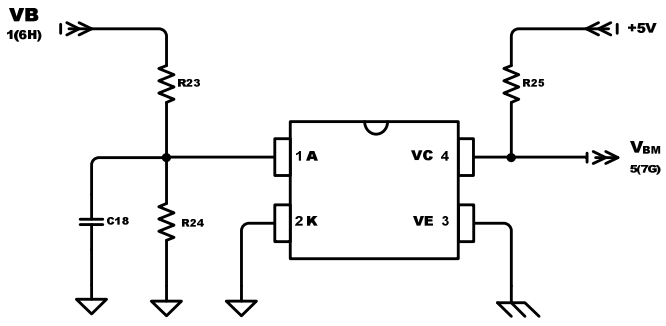
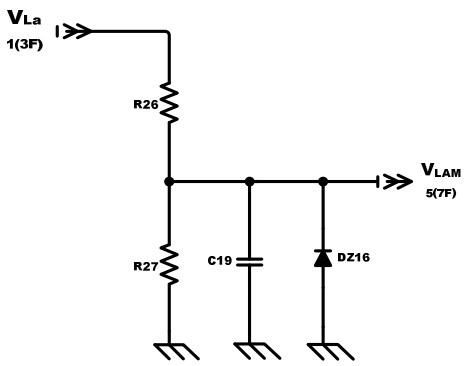


Figura D.8.17 – Circuito de disparo de S_1 e S_2 .

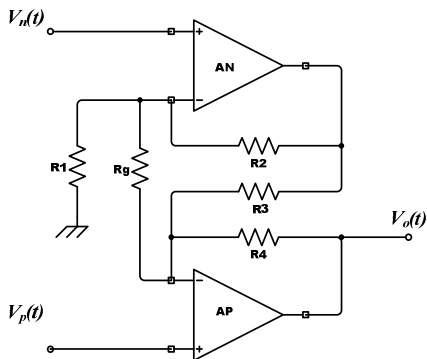


(a) Barramento;



(b) Lâmpada

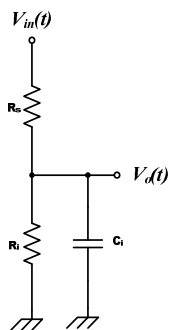
Figura D.8.18 – Medição das tensões.



$$V_o(t) = \left[(1 + \alpha) + 2\alpha \frac{R}{R_g} \right] (V_p(t) - V_n(t))$$

$$R_1 = R_3 = \alpha R$$

$$R_2 = R_4 = R$$



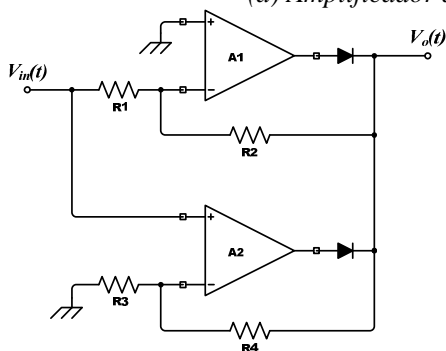
$$V_o(t) = \alpha \cdot V_n(t) \Leftrightarrow \alpha(s) = \left(\frac{R_g}{R_1 + R_g} \right) \cdot \left(\frac{1}{\frac{R_g R_1}{R_1 + R_g} C_s s + 1} \right)$$

$$\alpha(0) = \frac{R_g}{R_1 + R_g}$$

$$R_g = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) R_1$$

$$f_p = \frac{1}{R_g C_s}$$

(a) Amplificador diferencial;



$$V_o(t) = \left[\frac{R_2}{R_1} \right] |V_{in}(t)| \Leftrightarrow R_3 + R_4 = R_2$$

$$R_1 = R_3$$

$$V_o(t) = (V_{in1}(t) - V_{in2}(t)) \left[\frac{R_{eq}}{R + R_{eq}} \right] \Leftrightarrow R_1 = R_2 = R$$

$$R_{eq} = \frac{R_3 \cdot R}{R_3 + R}$$

(b) Retificador de precisão;

Figura D.8.19 – Elementos básicos do circuito de condicionamento de sinal.

	Setup_PWM	call	S0_S1	goto	S1_S0
	Setup_CMP call	Setup_INTs			
	call	Setup_TMR0			
Start_Delay	clrf	var1_h		bcf	PIR3,PTIF
	clrf	var1_l		btfs	PIR3,PTIF
	clrf	var2_h		goto	\$-1
	movlw	.50		movlw	b'00000010'
	movwf	var2		movwf	OVDCOND
	nop		S1_S0	goto	UPD_FS_INV
	nop			bcf	PIR3,PTIF
	nop			btfs	PIR3,PTIF
	decfsz	var1_l,1		goto	\$-1
	goto	\$-8		movlw	b'00000001'
	decfsz	var1_h,1		movwf	OVDCOND
	goto	\$-6		goto	UPD_FS_INV
	decfsz	var2,1	UPD_FS_INV	bcf	PIR3,PTIF
	goto	\$-0x0b		btfs	PIR3,PTIF
Wait_RST	btfs	BT1		goto	\$-1
	goto	Wait_RST		movff	Fop_h,PTPERH
Start_Lamp				movff	Fop_l,PTPERL
	Init	call		movlw	0x30
	PWM_MD_IGN			movwf	TMR0L
	PWM_PSTC_16X			movlw	0x5d
	PWM_INT_OFF			movwf	TMR0H
	PWM_LR			bcf	INTCON,TMR0IF
	PWM_SEVTPST_4X			bcf	INTCON3,INT3IF
Update_Ramp	btfs	BT1		dcfsnz	DL_rst,1
	goto	Update_Ramp		reset	
	bcf	INTCON3,INT3IF		BT1	
Wait_Edge	btfs	INTCON3,INT3IF		goto	Ramp_Run
	goto	Wait_Edge		movlw	d'20'
Ramp_ON	movff	DIgn_H,PDC0H		movwf	DL_rst
	movff	DIgn_L,PDC0L		movlw	.10
	movff	FIgn_h,PTPERH		movwf	Dist_Ctr
	movff	FIgn_l,PTPERL	Ramp_Run	btfs	RAMP
		PWM_START		goto	Ramp_wait
		PWM_ON		decfsz	var2_l,1
JPa	btfs	PIR3,PTIF		goto	Ramp_wait
	goto	JPa		movlw	d'08'
	movff	DIgn_H,PDC0H		addwf	IRef_L,1
	movff	DIgn_L,PDC0L		btfs	CARRY
	movff	FIgn_h,PTPERH		incf	IRef_H,1
	movff	FIgn_l,PTPERL		movlw	d'10'
	bcf	PIR3,PTIF		subwf	Fop_L,1
	var2,1	decfsz		btfs	CARRY
	Start_Ramp	goto		decf	Fop_h,1
		Warm_Up		movff	Fop_L,DMin_L
Start_Ramp	FIgn_l,1	decf		movff	Fop_H,DMin_H
	btfs	STATUS,C		rlcf	CLRC
	decf	FIgn_h,1		rlcf	DMin_L,1
	movlw	d'02'		movff	DMin_H,1
	subwf	DIgn_L,1		movff	Fop_L,DMax_L
	btfs	STATUS,C		movff	Fop_H,DMax_H
	decf	DIgn_H,1			CLRC
	goto	JPa		rrcf	DMax_H,1
				rrcf	DMax_L,1
				movf	DMin_L,0
				addwf	DMax_L,1
				movf	DMin_H,0

Warm_Up	movlw	.60	addwfc	DMax_H,1
	movwf	var2_L,1	movf	Fop_L,0
	movlw	.01	addwf	DMax_L,1
	movwf	var2_H,1	movf	Fop_H,0
		PWM_PSTC_1X	addwfc	DMax_H,1
	bcf	PIR3,PTIF	movf	Fop_H,0
	btfs	PIR3,PTIF	btfs	ZERO
	goto	\$-1	goto	FS_100KHZ
	movff	Dop_h,PDC0H		PWM_SEVTPST_3X
	movff	Dop_l,PDC0L	goto	FS_END
	movff	Fop_h,PTPERH		
	movff	Fop_l,PTPERL	movlw	.101
	clrf	ADRESH	cpfslt	Fop_L,1
	clrf	ADRESL	goto	FS_90KHZ
		AD_RST_IF		PWM_SEVTPST_10X
		AD_ILM	movlw	.01
		AD_INT_ON	movwf	var2_H
		AD_INT_HIGH	goto	FS_END
		AD_SEVT_ON		
		AD_ON		
Warm_Rst		CTRL_ON		
		IGN_ON		
	bcf	INTCON3,INT3IF		
	btfs	INTCON3,INT3IF		
	goto	\$-1		
	dcfsnz	DL_rst,1		
		reset		
	btfs	BT1		
	goto	Warm_End		
	movlw	d'20'		
Warm_End	movwf	DL_rst		
	decfsz	var2_L,1		
	goto	Warm_End		
	movlw	.60		
	movwf	var2_L,1		
	dcfsnz	var2_H,1		
	goto	Operation		
	goto	Warm_Rst		
Operation	movff	Fop_L,DMin_L		
	movff	Fop_H,DMin_H		
		CLRC		
	rlcf	DMin_L,1		
	rlcf	DMin_H,1		
	movff	DMin_L,DMax_L		
	movff	DMin_H,DMax_H		
	movf	Fop_L,0		
	addwf	DMax_L,1		
	movf	Fop_H,0		
FS_30KHZ	addwfc	DMax_H,1		
		IGN_OFF		
	clrf	TMR0H		
	clrf	TMR0L		
		TMR0_RST_IF		
FS_100KHZ		TMR0_INT_OFF		
		TMR0_1X		
FS_90KHZ				
FS_80KHZ				
FS_70KHZ				
FS_60KHZ				
FS_50KHZ				
FS_40KHZ				
FS_39KHZ				
FS_END				
FS_END	decfsz	var2_h,1		
	goto	Ramp_Refresh		

	TMR0_ON		bcf		RAMP
	bsf	RAMP	movlw	d'02'	
	movlw	.50	movwf	KiTs	
	movwf	var2_h	movlw	d'32'	
Ramp_Refresh			movwf	Kp	
	movlw	0xf0	goto	Ramp_wait	
	movwf	var2_l	reset		
Ramp_wait					
	bcf	PIR3,PTIF			
	btfs	PIR3,PTIF			
	goto	\$-1			
	bcf	PIR3,PTIF			
	decfsz	DTinv,l			
	goto	Ramp_wait			
		CTRL_ON			
	movlw	d'01'			
	movwf	DTinv			
RST_Inv_Ign					
	btfs	OVDCOND,0			
	goto	Inv_Edge			
Inv_TMR0					
	btfs	INTCON,TMR0IF			
	goto	Ramp_Inv			
Inv_Edge					
	btfs	INTCON3,INT3IF			
	goto	RST_Inv_Ign			
<<<<< MAIN – CONTINUA >>>>>					
<<<<<<<<<< FUNÇÕES >>>>>>>>>			<<<<< FUNÇÕES – CONTINUAÇÃO >>>>		
Start_Up			Init		
	movlw	b'11110011'	movlw	0x00	
	movwf	TRISA	movwf	IRef_H	
	movlw	b'01001100'	movlw	0xcc	
	movwf	TRISB	movwf	IRef_L	
	clrf	LATA	clrf	Eps_L	
	clrf	PORTA	clrf	Eps_H	
	clrf	LATB	clrf	Eps_L_L	
	clrf	PORTB	clrf	Eps_L_H	
		PWM_STOP	clrf	Uk_l	
	return		clrf	Uk_h	
Setup_AD			clrf	Mi_L	
	movlw	b'10000000'	clrf	Mi_h	
	movwf	ADCON0	clrf	Mi_U	
	movlw	b'00000000'	clrf	Mi_L_L	
	movwf	ADCON1	clrf	Mi_L_H	
	movlw	b'10010010'	clrf	Mi_L_U	
	movwf	ADCON2	movlw	d'02'	
	return		movwf	KiTs	
Setup_BTs			movlw	d'32'	
	return		movwf	Kp	
Setup_PWM			movlw	d'20'	
	movlw	b'00000000'	movwf	Dist_Ctr	
	movwf	PTCON0	movlw	0x00	
	movlw	b'00000000'	movwf	SEVTCMPH	
	movwf	PTCON1			
	movlw	b'00100111'	movlw	.50	
	movwf	PWMCON0	movwf	SEVTCMPL	
	movlw	b'00100000'	movlw	0x01	
	movwf	PWMCON1	movwf	Fop_h	
	movlw	b'00111100'			

	movwf	OVDCOND		movlw	0x36
	movlw	b'00000001'		movwf	Fop_1
	movwf	OVDCONS		movlw	0x02
		PWM_STOP		movwf	Dop_h
	return			movlw	0x6c
Setup_CMP				movwf	Dop_1
	movlw	b'00000000'		movlw	0x02
	movwf	CMCON		movwf	DMin_H
	movlw	b'00000000'		movlw	0x6c
	movwf	CVRCON		movwf	DMin_L
	return			movlw	0x03
Setup_INTs				movwf	DMax_H
	movlw	b'10000000'		movlw	0xa2
	movwf	RCON		movwf	DMax_L
	movlw	b'00000000'	Ignition		
	movwf	INTCON3		movlw	0x01
	movlw	b'10001000'		movwf	FIgn_h
	movwf	INTCON2		movlw	0x54
	movlw	b'11000000'		movwf	FIgn_1
	movwf	INTCON		movlw	0x02
	movlw	b'00000000'		movwf	DIgn_H
	movwf	PIE1		movlw	0xa8
	movlw	b'01000000'		movwf	DIgn_L
	movwf	IPR1		movlw	d'30'
	movlw	b'00000000'		movwf	var2
	movwf	IPR2		movlw	d'05'
	movlw	b'00000000'		movwf	Prot_max
	movwf	IPR3		movlw	d'50'
	return			movwf	Prot_min
Setup_TMR0				movlw	d'20'
	movlw	b'00000000'		movwf	DL_rst
	movwf	TOCON		movlw	0x01
	movlw	0x00		movwf	FSmin_H
	movwf	TMR0H		movlw	0x90
	movlw	0x00		movwf	FSmin_L
	movwf	TMR0L		movlw	0x00
	return			movwf	FSmax_H
<<<< FUNÇÕES – CONTINUA >>>>>>				movlw	0xc8
				movwf	FSmax_L
				return	
IntHi			<<<<<INTERRUPCAO - CONTINUAÇÃO>>>>>>		
	movff	W,W_T_h	Mi_Ovrflw	btffs	STATUS_OV
	movff	STATUS,STATUS_T_h		goto	Mi_Sat
	btffs	PIR1,ADIF		movff	Mi_1_L,Mi_L
	goto	IntHi_Out		movff	Mi_1_H,Mi_H
		AD_RST_IF		movff	Mi_1_U,Mi_U
IL_Loop			Mi_Sat		
	movff	ADRESL,Uk_1		btffs	Negative
	movff	ADRESH,Uk_h		goto	Mi_Sat_N
IProt_Max			Mi_Sat_P_U		
	movlw	0x03		movf	Mi_H,0
	Uk_h			subwf	DMax_L,0
	goto	Max_Rst		movf	Mi_U,0
	movlw	0x99		subwfb	DMax_H,0
	cpfsgt	Uk_1		btffs	Negative
	goto	Max_Rst		goto	Kp_Loop
Overflow				movff	DMax_L,Mi_H
	dcfsnz	Prot_max,1		movff	DMax_H,Mi_U
	reset			goto	Kp_Loop
	goto	Ctrl_Loop			
Max_Rst					

IProt_Min	movlw	Limited	Mi_Sat_N		
	movwf	d'05'	clrf	Mi_L	
		Prot_max	setf	Mi_H	
			setf	Mi_U	
	movlw	0x00	Kp_Loop		
	cpfseq	Uk_h	movff	Kp,BARG	
	goto	Min_Rst	movff	Eps_L,AARGL	
	movlw	0x02	movff	Eps_H,AARGH	
Min_Rst	cpfslt	Uk_l	call	FXM1608S	
	goto	Min_Rst	movff	RESL,Mp_L	
	dcfsnz	Prot_min,1	movff	RESH,Mp_H	
		reset	movff	RESU,Mp_U	
	goto	Ctrl_Loop	movff	Mi_L,Vc_L	
			movff	Mi_H,Vc_H	
			movff	Mi_U,Vc_U	
			movf	Mp_L,0	
Ctrl_Loop	movlw	d'50'	addwf	Vc_L,1	
	movwf	Prot_min	movf	Mp_H,0	
	btfss	CTRL	addwfc	Vc_H,1	
	goto	IntHi_Out	movf	Mp_U,0	
Ctrl_Fs	IGN	goto	addwfc	Vc_U,1	
	Ctrl_D				
			Vc_Ovrflw		
			btfss	STATUS,OV	
FS_Eps_Zero	movff	IRef_L,Eps_L	goto	Vc_Neg	
	movff	IRef_H,Eps_H	movff	Vc_l_L,Vc_L	
	movf	Uk_l,0	movff	Vc_l_H,Vc_H	
	subwf	Eps_L,1	movff	Vc_l_U,Vc_U	
	movf	Uk_h,0	btfsc	Sinal	
	subwfb	Eps_H,1	goto	Lower_LIMIT	
	movf	Eps_L,0			
	addwf	Eps_l_L,1	Vc_Neg		
	movf	Eps_H,0	bcf	Sinal	
	addwfc	Eps_l_H,1	btfss	Negative	
	btfsc	Negative	btfsc	Vc_U,MSB	
	goto	FS_Eps_Neg	goto	UNDRFLW	
FS_Eps_Pos	btfss	Zero	bsf	Sinal	
	goto	FS_Eps_Pos	Lower_LIMIT		
	movf	Eps_l_L,1	btfsc	OVFLW	
	Zero		goto	UNDRFLW	
	goto	FS_Eps_Pos	movf	DMin_H,0	
	goto	FS_Update	cpfsgt	Vc_U,0	
FS_Eps_Neg			goto	LL1	
	movlw	d'04'			
	subwf	Fop_L,1	Upper_LIMIT		
	btfss	CARRY			
FS_Eps_Pos	decf	Fop_h,1	LL1	cpfslt	Vc_U,0
	goto	FS_Limit			
FS_Limit	movf	Fop_L,0			
	subwf	FSmin_L,0			
	Fop_H,0				
	FSmin_H,0	btfss	Negative		
FS_Lower	goto	FS_Upper			
	movff	FSmin_L,Fop_L			

FS_Upper	movff goto	FSmin_H,Fop_H FS_D		goto Upper_LIMIT	Update_D DMax_H,0
	movf subwf	FSmax_L,0 Fop_L,0		movf cpfsgt goto	Vc_U,0 UL1
	movf subwfb	FSmax_H,0 Fop_H,0		goto	OVRFLW
	btfs	Negative			
	goto	FS_D		cpfseq	Vc_U,0
	movff	FSmax_L,Fop_L		goto	Pre_Dist
	movff	FSmax_H,Fop_H		movf	DMax_L,0
	goto	FS_D		cpfsgt	Vc_H,0
FS_D				goto	Pre_Dist
	movff	Fop_L,Vc_H		setf	Vc_L
	movff	Fop_H,Vc_U		movff	DMax_L,Vc_H
		CLRC		movff	DMax_H,Vc_U
	rlcf	Vc_H,1		goto	Pre_Dist
	rlcf	Vc_U,1			
FS_Update			bcf	Pre_Dist	
	PIR3,PTIF	btfs	PIR3,PTIF	movf	Dist_Ctr,1
	goto	\$-1		btfs	Zero
	movff	Fop_L,PTPERL		goto	Update_D
	movff	Fop_H,PTPERH		movf	Dist_Ctr,0
	movff	Vc_H,PDCOL		subwf	Vc_H,1
	movff	Vc_U,PDCOH		movlw	d'00'
	movff	Eps_L,Eps_1_L		subwfb	Vc_U,1
	movff	Eps_H,Eps_1_H		decf	Dist_Ctr,1
	goto	IntHi_Out		Update_D	
Ctrl_D			bcf		
	movff	IRef_L,Eps_L		bcf	PIR3,PTIF
	movff	IRef_H,Eps_H		btfs	PIR3,PTIF
	movf	Uk_1,0		goto	\$-1
	subwf	Eps_L,1		movff	Vc_H,PDCOL
	movf	Uk_h,0		movff	Vc_U,PDCOH
	subwfb	Eps_H,1		Refresh_Vars	
	movf	Eps_L,0		movff	Mi_L,Mi_1_L
	addwf	Eps_1_L,1	movf	movff	Mi_H,Mi_1_H
	Eps_H,0		addwfc	movff	Mi_U,Mi_1_U
	Eps_1_H,1	movff		movff	Vc_L,Vc_1_L
	KiTs,BARG	movff		movff	Vc_H,Vc_1_H
	Eps_1_L,AARGL	movff		movff	Vc_U,Vc_1_U
	Eps_1_H,AARGH	call		movff	Eps_L,Eps_1_L
	FXM1608S			movff	Eps_H,Eps_1_H
	RESL,Mi_L	movff		IntHi_Out	
	RESH,Mi_H	movff		movff	W_T_h,W
	RESU,Mi_U	movf		movff	STATUS_T_h,STATUS
	Mi_1_L,0			retfie	
	addwf	Mi_L,1		IntLo	
	movf	Mi_1_H,0		IntLo_Out	
	addwfc	Mi_H,1			
	movf	Mi_1_U,0			
	addwfc	Mi_U,1			
>>>>>INTERRUPCAO<<<<<<					

```

; 16x8 Bit Signed Fixed Point Multiply 16 x 08 -> 24
; Input: 16 bit signed fixed point multiplicand in AARGB0

```

; 8 bit signed fixed point multiplier in BARGB0

: Use: CALL FXM1608S

; Output: 24 bit signed fixed point product in AARGB0, AARGB1

; Result: RESULT <-- AARG * BARG

; Max Timing: 21 clks

; Min Timing: 18 clks

; PM: 20 DM: 4

FXM1608S

clrf	RESU
movf	BARGL,W
mulwf	AARGL
movff	PRODH,RESH
movff	PRODL,RESL
mulwf	AARGH
btfsc	AARGH,MSB
subwf	PRODH,F
movf	PRODL,W
addwf	RESH,F
movf	PRODH,W
addwfc	RESU,F
retlw	0x00

end

Anexo A – Série de Fourier [84]

Dada uma função periódica qualquer $f(t)$, Fourier mostrou que $f(t)$ pode ser expressa na forma:

$$\mathbb{F}\{f(t)\} = a_v + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_o t) + b_n \sin(n\omega_o t) \therefore \omega_o = 2\pi/T_o \quad (\text{A.1})$$

Sendo, os coeficientes de Fourier dados por:
Valor médio:

$$a_v = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (\text{A.2})$$

Termos cosenoidais:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(n\omega_o t) dt \quad (\text{A.3})$$

Termos senoidais:

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(n\omega_o t) dt \quad (\text{A.4})$$

De forma alternativa pode-se escrever a (A.1) utilizando apenas termos cosenoidais, do que resulta:

$$\mathbb{F}\{f(t)\} = a_v + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_o t - \theta_n) \quad (\text{A.5})$$

Onde A_n e θ_n são definidos pela expressão complexa (A.6).

$$a_n - jb_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \underline{-\theta_n} = A_n \underline{-\theta_n} \quad (\text{A.6})$$